



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
FIRENZE

DOTTORATO DI RICERCA IN
INGEGNERIA INDUSTRIALE
CICLO XXVII

COORDINATORE Prof.
Maurizio De Lucia

Confronti Interlaboratorio nell'ambito delle Misure
di Compatibilità Elettromagnetica

Settore Scientifico Disciplinare ING-INF/07

Dottorando

Dott. *(Bonci Alessio)*

Tutore

Prof. *(Carobbi Carlo)*

Coordinatore

Prof. *(De Lucia Maurizio)*

Anni 2011 / 2014

Sommario

I laboratori che effettuano prove nel settore della Compatibilità Elettromagnetica (EMC) hanno necessità, al pari dei laboratori di prova operanti in altri settori, di disporre di un servizio di confronto interlaboratorio che copra i vari metodi impiegati nella EMC. Tale servizio è, ad oggi, specialmente in Europa praticamente assente. I confronti interlaboratorio possono essere impiegati per diverse finalità. Quelli intesi a valutare la qualità dell'esecuzione di un prestabilito esercizio tecnico e dette “prove valutative” assumono particolare importanza per i laboratori e per gli organismi di accreditamento. I criteri generali da seguire per progettare, gestire e valutare i risultati di prove valutative sono formalizzati in due norme tecniche: la ISO/IEC 17043:2010 (Conformity assessment — General requirements for proficiency testing) e la ISO 13528:2005 (Statistical methods for use in proficiency testing by interlaboratory comparisons).

L'attività di ricerca ha riguardato la progettazione e la conduzione di prove valutative, attraverso confronti interlaboratorio. Le prove valutative oggetto della ricerca sono state concepite per essere conformi ai requisiti di ISO/IEC 17043. La prima prova valutativa è stata svolta in un periodo di tempo compreso fra maggio 2012 e maggio 2013, ha riguardato misure di emissioni radiate di campo elettromagnetico effettuate in camere anecoiche, nella gamma di frequenze da 200 a 3000 MHz. Hanno partecipato 19 laboratori, fornendo 91 risultati di misura in totale. Tra ottobre 2013 e giugno 2014 si è svolta la seconda prova valutativa che ha riguardato misure di emissione di campo elettromagnetico effettuate sia in camere anecoiche che in camere semi-anecoiche, alla distanze di 3 m o 10 m, nella gamma di frequenze da 30 a 1000 MHz. Hanno partecipato 19 laboratori ed hanno fornito 171 risultati di misura. Per entrambe le prove valutative sono stati fatti circolare fra i partecipanti dei campioni itineranti, progettati e realizzati appositamente nell'ambito di questa ricerca, per la generazione di un campo elettromagnetico di riferimento, la cui ampiezza era nota a-priori (con incertezza). La taratura accurata di questi campioni itineranti, con incertezza dell'ordine di 1 dB, è stata eseguita attraverso l'uso di

simulazioni elettromagnetiche, convalidate da misure ad hoc concepite per ridurre al minimo la loro incertezza, in particolar modo per evitare l'influenza elettromagnetica dell'ambiente circostante (sito di misura). Questo è stato possibile attraverso lo svolgimento di misure in campo vicino, senza far uso di siti di prova di altissima qualità.

I risultati delle misure effettuate dai partecipanti alle prove valutative sono stati forniti in termini di migliore stima ed incertezza. I valori aggregati così ottenuti sono stati confrontati con il valore di riferimento (e relativa incertezza) assegnato ai dei campioni itineranti, e noto a-priori, ma non rivelato ai partecipanti fino al termine delle prove valutative. Le prestazioni dei laboratori, analizzate e discusse, sono state quantificate tramite statistiche di prestazione selezionate dalla norma ISO 13528.

L'attività di ricerca ha riguardato anche la progettazione e la realizzazione di un campione itinerante di campo elettromagnetico, per prove valutative di emissioni radiate per la gamma da 30 a 6000 MHz, costituito da un'antenna biconica compatta che al suo interno alloggia sia il generatore di impulsi che la batteria di alimentazione.

L'interazione (scambi di opinioni, suggerimenti raccolti durante lo svolgimento delle prove valutative e in apposite riunioni) che c'è stata con i laboratori per le prove valutative di emissioni radiate, ha evidenziato la necessità di progettare anche un confronto interlaboratorio, attraverso una prova valutativa, per le emissioni condotte nella banda 9 kHz – 30 MHz. Per questa attività sono stati progettati e realizzati due campioni itineranti, costituiti da un generatore di pettine e da un accoppiatore di segnale verso la rete artificiale di alimentazione, in grado di produrre il segnale di riferimento (il misurando) in presenza della tensione di alimentazione (230 V, 50 Hz). E' così possibile verificare l'intera catena di misura del laboratorio nelle sue effettive condizioni d'impiego durante le prove.

Indice

Sommario	3
Indice.....	5
1. Introduzione	7
2. Stato dell'arte	11
3. Prove Valutative EMC	17
4. Emissioni radiate in camera anecoica fra 200 e 3000 MHz.....	23
4.1. Scopo ed esecuzione della prova valutativa.....	25
4.2. Antenna trasmittente.....	26
4.2.1. Metodo dell'intensità di campo	30
4.2.2. Metodo delle due antenne gemelle	33
4.2.3. Metodo dell'onda piana incidente.....	36
4.2.4. Stima della dispersione degli scarti delle simulazioni.....	38
4.2.5. Verifica sperimentale del guadagno.....	40
4.3. Generatore di pettine	47
4.4. Valore pre-assegnato	50
4.5. Selezione delle statistiche di prestazione	53
4.5.1. Statistica di prestazione ζ	54
4.5.2. Statistica di prestazione z	55
4.5.3. Statistica di prestazione z'	58
4.6. Verifiche sul campione.....	59
4.7. Risultati	62
5. Emissioni radiate in camera anecoica e semi-anecoica fra 30 e 1000 MHz...	71
5.1. Scopo ed esecuzione della prova valutativa.....	72
5.2. Campione per la banda 30 - 200 MHz	76
5.2.1. Simulazione campione per la gamma 30 - 200 MHz	79
5.2.2. Valore pre-assegnato per la banda da 30 a 200 MHz.....	82
5.3. Campione per la banda 200 - 1000 MHz	107
5.3.1. Simulazioni per SAR 200 - 1000 MHz.....	107
5.3.2. Valore pre-assegnato per la banda da 200 - 1000 MHz	109
5.4. Selezione delle statistiche di prestazione	113
5.5. Verifiche sul campione.....	115
5.6. Risultati	116
6. Campione itinerante per emissioni radiate da 30 MHz a 6000 MHz	125
6.1. Antenna trasmittente.....	126
6.2. Generatore di pettine	129
6.3. Simulazione biconica compatta SAR/FAR.....	142
6.4. Valore pre-assegnato per la banda da 50 a 1000 MHz.....	145
6.4.1. Stima dell'incertezza nella banda da 50 a 300 MHz.....	147
6.4.2. Stima dell'incertezza nella banda da 350 a 1000 MHz	158

6.5.	Valore pre-assegnato per la banda da 1000 a 6000 MHz.....	167
6.5.1.	Stima dell'incertezza nella banda da 1000 a 6000 MHz	170
6.6.	Riepilogo valori di taratura del campione itinerante	172
7.	Campione itinerante per emissioni condotte da 9 kHz a 30 MHz	173
7.1.	Struttura del campione itinerante	173
7.2.	Generatore di pettine gamma 9 kHz – 30 MHz	175
7.3.	Rete di accoppiamento	185
7.4.	Adattatore BNC – spina schuco.....	191
7.5.	Valore pre-assegnato della tensione di disturbo.....	202
7.6.	Stima dell'incertezza del valore pre-assegnato	210
8.	Conclusioni	215
9.	Appendici.....	217
A.	Risultati prova valutativa FAR 200 – 3000 MHz	217
B.	Risultati prova valutativa SAR/FAR 30 – 1000 MHz.....	223
C.	Test Chi-Quadro per la bontà dell'adattamento	231
D.	Geometria sensore di campo magnetico Philips EMC TOOLS	235
E.	Sensore di campo magnetico a loop con doppia porta	239
F.	Risultati delle misure di campo elettrico della biconica compatta	245
G.	Ponte RF 10 kHz - 50 MHz.....	249
H.	Calcolo del valore della tensione di disturbo	254
10.	Ringraziamenti	263
11.	Bibliografia	265

1. Introduzione

Il progetto di ricerca si inquadra nell'ambito scientifico e tecnico delle misure di compatibilità elettromagnetica (Electromagnetic Compatibility, EMC). In questo settore, come in altri, ha assunto negli ultimi tempi particolare importanza il tema della valutazione dell'incertezza di misura. Questo è soprattutto attribuibile al fatto che, in generale, è aumentata l'attenzione, in ambito tecnico e sociale, verso la qualità delle misure e quindi verso la loro incertezza. Inoltre, per i laboratori di prova e taratura che lavorano in questo contesto, come in altri, che operano secondo un sistema di gestione di qualità e che aspirano al mantenimento oppure ad ottenere l'accreditamento¹, risulta sempre più forte la necessità di operare adeguandosi ai requisiti della norma ISO/IEC 17025:2005 "Requisiti generali per la competenza dei Laboratori di prova e di taratura" [1]. Tale norma obbliga, fra l'altro, alla valutazione e dichiarazione dell'incertezza di misura, alla riferibilità della strumentazione, alla partecipazione a circuiti interlaboratorio (Interlaboratory Comparison, ILC) ai fini dell'assicurazione della qualità delle prove.

Uno strumento efficace per ottenere informazioni quantitative in relazione all'incertezza associata ad un metodo di misura, anche di tipo complesso, e alla capacità del laboratorio di svolgere prove è il confronto interlaboratorio. Fra le varie tipologie di confronti interlaboratorio, quello di particolare interesse per l'attività di ricerca in oggetto è detto prova valutativa, che è diretto alla valutazione della capacità tecnica dei laboratori di svolgere prove. Comunemente in una prova valutativa condotta attraverso un confronto interlaboratorio, il coordinatore della prova valutativa assegna un valore di riferimento, ed

¹ Per accreditamento di un Laboratorio di prova o di taratura si intende il riconoscimento formale dato da un ente terzo (in Italia ACCREDIA, l'ente unico nazionale di accreditamento) della competenza tecnica del laboratorio nell'effettuare determinate prove o tarature.

incertezza associata, alla grandezza riprodotta da un campione itinerante che viene fatto circolare fra i laboratori partecipanti alla prova. I laboratori, a loro volta, riportano i risultati di prova, secondo un metodo di misura stabilito dal coordinatore, assegnando alla grandezza la loro migliore stima, ed incertezza, che deve risultare compatibile² col valore di riferimento (ignoto) assegnato dal coordinatore.

L'obiettivo della ricerca è progettare e sperimentare prove valutative di misure nel settore della compatibilità elettromagnetica, secondo i metodi di prova usualmente impiegati in questo settore. La progettazione di una prova valutativa, secondo la norma ISO/IEC 17043:2010 "Valutazione di conformità – Requisiti generali per le prove valutative" [2], è un'attività a carattere scientifico: infatti occorre provvedere alla realizzazione, caratterizzazione ed all'esercizio di un campione in modo da generare la grandezza di riferimento, oggetto del confronto, con incertezza piccola rispetto a quella tipica di misura dei Laboratori partecipanti alla prova valutativa. Inoltre occorre implementare un metodo di analisi statistica dei risultati della prova valutativa in grado di indicare inequivocabilmente l'esito del confronto interlaboratorio per ciascun laboratorio ed estrarre le informazioni necessarie per il miglioramento del laboratorio.

Attualmente in Italia, ma anche in Europa (si veda ad esempio il database EPTIS³), per i laboratori di prova e taratura, lo svolgimento di confronti interlaboratorio è pratica ordinaria in diversi settori, ad esempio quello delle prove chimiche e biologiche, invece è praticamente assente nel settore delle prove elettriche, ed in particolare nella compatibilità elettromagnetica, sebbene la norma ISO/IEC 17025 [1] raccomandi l'impiego di confronti interlaboratorio come strumento complementare alle visite ispettive e all'esame documentale per la concessione ed il mantenimento dell'accreditamento. Ci sono più o

² In questo caso, e nel seguito dell'intero documento, il termine *compatibile* è utilizzato come forma breve di "compatibilità metrologica dei risultati di misura" definita come "proprietà di un insieme di risultati di misura di un dato misurando, per cui il valore assoluto della differenza di una qualsiasi coppia di valori misurati, derivanti da due risultati di misura differenti, è minore di un certo multiplo dell'incertezza tipo associata a tale differenza" (vedi definizione 2.47 "Vocabolario Internazionale di Metrologia - Concetti fondamentali e generali e termini correlati (VIM), CEI UNI 70099, 2010-04 " [51]).

³ EPTIS, banca dati europea di fornitori di prove valutative ad ampio spettro. Per informazioni consultare il sito <http://www.eptis.bam.de/en/index.htm>.

meno evidenti ragioni di questo stato di cose, ad esempio: campione della grandezza in esame costoso, processo di misura lungo e complesso, pochi laboratori rispetto al numero di quelli operanti in altri settori. L'importanza di questo problema (mancanza di attività di confronti interlaboratorio EMC) è evidente, dal momento che è rilevante per la riproducibilità (o, che è equivalente, credibilità) dei risultati ottenuti dai Laboratori di prove EMC.

Il documento è organizzato nel seguente modo. Nel capitolo successivo si riporta un'analisi delle precedenti esperienze di confronti interlaboratorio, comprese le prove valutative, nell'ambito della compatibilità elettromagnetica. Lo scopo è quello di far apprezzare al lettore la differenza significativa fra i diversi modi con cui sono state svolte nel mondo queste attività, e quali sono gli aspetti di novità introdotti dalla nostra esperienza.

Nel capitolo §3 si descrivono le caratteristiche fondamentali ed innovative delle prove valutative da noi progettate e realizzate in ambito EMC.

Nel capitolo §4 si entra nel dettaglio della progettazione e della realizzazione di una prova valutativa di emissione radiata in camera anecoica a 3 m di distanza, nella banda di frequenza da 200 MHz a 3000 MHz, a cui hanno partecipato quindici laboratori, commentando i risultati ottenuti.

Nel capitolo §5 è descritta una prova valutativa di emissione radiata da 30 MHz a 1000 MHz, relativa a siti di prova misti, camere anecoiche e semi-anecoiche con distanze di misura a 3 m oppure a 10 m, a cui hanno partecipato diciannove laboratori.

Nel capitolo §6 viene descritta la progettazione e la realizzazione di un campione itinerante di campo elettromagnetico per prove valutative di emissione radiata nella banda di frequenze da 30 MHz a 6000 MHz.

Il capitolo §7 è dedicato alla progettazione e alla realizzazione di un campione itinerante per prove valutative di emissione condotta nella gamma di frequenza da 9 kHz a 30 MHz. In fine, nel capitolo §8 sono riportate le conclusioni di questo lavoro.

pagina bianca

2. Stato dell'arte

La pratica dei circuiti interlaboratorio in ambito EMC è nata negli USA, a partire dagli anni '90, all'interno di multi-nazionali, come ad esempio HP [3], [4], [5] e IBM [6], con l'obiettivo di valutare la riproducibilità delle misure di campi elettromagnetici nei propri siti di prova.

Un confronto interlaboratorio è stato condotto tra tredici laboratori di prova EMC nella gamma di frequenze 30-300 MHz fra il 2000 e il 2001 [7], al fine di ottenere informazioni quantitative circa le incertezze coinvolte nella prove sulle emissioni radiate. Una sorgente di campo elettromagnetico stabile è stata fatta circolare tra i laboratori per valutare la non riproducibilità delle misurazioni a causa del comportamento non ideale della strumentazione e del sito di prova di ogni laboratorio.

Un altro dispositivo, generatore di campo elettromagnetico, costituito da tre unità collegate tra loro e alla rete elettrica per simulare un sistema in prova, è stato fatto circolare fra laboratori per valutare la riproducibilità complessiva delle misure dovuta, non solo alla strumentazione ed al sito, ma anche allo stesso dispositivo in prova e principalmente al modo in cui i cavi che lo compongono sono disposti durante la prove [8]. Questa non-riproducibilità complessiva è detta, nel gergo IEC/CISPR, incertezza di conformità alla norma (Standard(s) Compliance Uncertainty)

Un confronto interlaboratorio di misure di campo elettromagnetico radiato nella banda di frequenza 30-1000 MHz (anni dal 1999 al 2000, [9] - [10]), è stato condotto al fine di valutare la riproducibilità delle misurazioni di campi elettromagnetici nelle camere semi-anecoiche a 3 m dal sistema in prova (Equipment Under Test, EUT) e in siti di prova all'aperto (Open Area Test Site, OATS) a 10 m dallo EUT. Per confrontare i risultati ottenuti nei due tipi di siti è stato estrapolato un

fattore analitico derivante dalla particolare tipologia di radiatore del campo elettromagnetico utilizzato (in questo caso un'antenna a dipolo sferico).

Un confronto interlaboratorio è stato condotto tra il 2005 e il 2006 [11] al fine di valutare la riproducibilità delle misure di campo elettromagnetico effettuate in camere anecoiche compatte (3 m di distanza di prova dallo EUT) tra 30 e 300 MHz e unicamente a causa delle imperfezioni dei siti, escludendo quindi il contributo della strumentazione di misura. Per questo motivo è stato fatto circolare fra i quattordici laboratori partecipanti, oltre ad un campione di campo elettromagnetico stabile (come in tutti gli altri confronti interlaboratorio qui descritti) anche la strumentazione di misura (antenna, ricevitore, cavi). Il campione è stato caratterizzato attraverso l'uso combinato di misure e simulazioni elettromagnetiche basato sull'uso del metodo dei momenti [12] al fine di prevedere il campo irradiato dalla sorgente. Questo ha permesso di valutare, oltre alla riproducibilità da un sito all'altro, anche la deviazione dall'ideale di ogni sito. In questo modo è stato possibile identificare un'apprezzabile polarizzazione dei dati di misura a bassa frequenza.

Un confronto interlaboratorio di misure di emissioni irradiate sopra ad 1 GHz si è concluso nel 2009. Questo confronto è stato organizzato da ABLE⁴, associazione dei laboratori di prova riconosciuti dal BELAC, l'organismo di accreditamento belga. Scopo di questo confronto interlaboratorio era confrontare diversi (sette) laboratori, in grado di effettuare misure di emissioni irradiate oltre 1 GHz per quantificare l'effetto del sito e dell'apparecchiatura di misura sulla riproducibilità.

Tutti i confronti interlaboratorio fin qui citati sono stati principalmente dedicati a valutare la riproducibilità delle misurazioni delle emissioni radiate (compreso o escluso il contributo dello EUT rispetto diverse gamme di frequenza) o di valutare l'equivalenza tra i siti di prova differenti (cioè camere completamente anecoiche in confronto a camere semi-anecoiche). Questi tipi di confronti interlaboratorio devono essere tenuti distinti dalle prove valutative. Le prove valutative sono una

⁴ Il rapporto del confronto interlaboratorio organizzato da ABLE è disponibile in <http://www.able-ce.be/>.

particolare tipologia di confronti interlaboratorio, dedicata all'accertamento delle capacità tecniche dei laboratori di svolgere prove e di eseguire tarature. La valutazione della competenza tecnica comporta un'attività significativamente diversa rispetto a quella prevista nelle indagini sin qui descritte.

L'esperienza di prove valutative nel settore EMC è in una fase di sviluppo molto precoce. Lo scopo di queste prove valutative è di comparare le prestazioni di un laboratorio con i suoi pari al fine di individuare eventuali carenze e quindi garantire i clienti dei laboratori in merito qualità delle prove effettuate.

Ad oggi, nel mondo, a conoscenza dell'autore, per quanto si possa dedurre dal database EPTIS⁵, dalle banche dati di ILAC⁶ e da quelle degli Enti nazionali degli accordi di mutuo riconoscimento MRA ILAC, esistono tre organizzazioni attive operanti in questo settore:

- ACIL (U.S.A.)
- IFM Quality Services (Australia)
- VLAC (Giappone)

Le misure sono eseguite secondo uno specifico schema definito da ciascuno degli organizzatori. Tutti forniscono generatori stabili, procedure di misura e di elaborazione dei risultati. I valori di riferimento, con le relative incertezze sono per tutti determinati attraverso l'analisi statistica dei risultati di misura inviati dai partecipanti, con modalità differenti a seconda delle organizzazioni citate.

ACIL⁷, American Council of Independent Laboratories, opera sotto regime di accreditamento ISO/IEC 17043 [2], fornisce prove valutative perpetue in ambito di prove di emissioni condotte da 150 kHz a 30 MHz ed emissioni radiate da 30 MHz a 18 GHz.

⁵ EPTIS, banca dati europea di fornitori di prove valutative ad ampio spettro. Per informazioni consultare il sito <http://www.eptis.bam.de/en/index.htm>.

⁶ ILAC, International Laboratory Accreditation Cooperation, <http://ilac.org/>

⁷ Le informazioni sull'attività delle prove valutative di ACIL relative al programma EMC sono disponibili su <http://www.acil.org>.

IFM Quality Services⁸, è accreditato in base alla norma ISO/IEC 17043:2010 “Valutazione di conformità – Requisiti generali per le prove valutative” [2]. Nel 2014 prevedono di iniziare la fornitura di prove valutative di emissioni radiate nella banda 30 MHz - 1000 MHz.

VLAC⁹, Voluntary EMC Laboratory Accreditation Center, organismo di accreditamento giapponese [13], dal 2005 ogni anno realizza prove valutative di emissioni radiate e condotte. I risultati di queste prove, oltre a fornire evidenza oggettiva per l’accreditamento dei laboratori a ISO/IEC 17025, sono una fonte d’informazioni quantitative utili per lo sviluppo di norme. In particolare in [14] viene valutata l’incertezza di misura delle emissioni radiate nella gamma di frequenze comprese tra 30 e 1000 MHz. In [15] è valutata la correlazione tra metodi alternativi delle prove di emissione condotte (piano di terra di riferimento verticale confrontato con orizzontale). Interessanti questioni sono sollevate da VLAC sulla base dell’esperienza acquisita attraverso lo svolgimento di prove valutative, circa il trattamento statistico dei dati risultanti, in particolare il problema della selezione delle statistiche per la valutazione delle prestazioni dei partecipanti [16], e l’uso di unità lineari rispetto a unità logaritmiche [17].

Oltre a quanto sopra citato a riguardo di organizzazioni che svolgono oggi regolarmente prove valutative nel settore EMC negli Stati Uniti, in Australia e Giappone, in passato sono state condotte altre esperienze occasionali. La prima prova valutativa documentata di misure delle emissioni radiate è stata svolta a Taiwan ed è descritta in [18]. Sono stati tredici i partecipanti coinvolti e la gamma di frequenza era compresa tra 90 e 450 MHz. La conclusione più importante derivante da [18] è che, per evitare dispute sui risultati della prova, occorre usare una sorgente di radiazione stabile nel tempo.

Più recentemente è stata effettuata in India una prova valutativa di misure di emissioni condotte (da 150 kHz a 30 MHz) che ha coinvolto dieci laboratori [19]. Anche in questo caso si sottolinea la necessità di

⁸ Le informazioni sull’attività delle prove valutative di IFM Quality Services relative al programma EMC sono disponibili su <http://www.ifmqs.com.au>.

⁹ Le informazioni sull’attività delle prove valutative di VLAC, Voluntary EMC Laboratory Accreditation Center, sono disponibili su <http://vlac.co.jp/english/index.html>.

utilizzare un campione che assicuri, nel periodo di tempo richiesto per il completamento della prova, una deriva trascurabile dell'ampiezza della tensione di disturbo.

All'interno del settore automobilistico, fra il 2006 e il 2011, è stato attuato il programma AEMCLRP (Automotive EMC Laboratory Recognition Program) tra i maggiori costruttori di veicoli e i loro fornitori [20]. L'intento del programma è stato stabilire criteri comuni per la valutazione della competenza dei laboratori ECM, specializzati nel settore delle prove su veicoli, da parte di organismi di accreditamento terzi. In particolare, ai laboratori è stato richiesto di dimostrare la propria competenza in merito a varie prove EMC, comprese sia le prove di emissioni che quelle di immunità. Questo schema è stato abbandonato nel 2011, quando i costruttori di veicoli partecipanti al programma hanno deciso di implementare i propri processi di riconoscimento specifici [21].

In [22] sono presentati e analizzati i risultati di una prova valutativa di misure di emissioni radiate, conclusa nel 2009, eseguita in Brasile. La gamma di frequenze indagata era compresa tra 30 e 1000 MHz, sette laboratori hanno preso parte al confronto. In particolare sono state contemporaneamente adottate due statistiche per valutare le prestazioni dei laboratori, cioè z -score e lo E_n -numbers (vedi ISO 13528:2005 [23]). I siti di prova non erano omogenei in quanto erano comprese sei camere semi-anecoiche e una cella GTEM. Inoltre, in due camere la misura è stata eseguita a 10 m di distanza, mentre negli altri siti la prova è stata svolta a 3 m di distanza. Al fine di normalizzare i dati per l'analisi statistica, tutte le prove sono state considerate effettuate a 3 m di distanza all'interno di una camera semi-anecoica, per far questo sono stati utilizzati fattori di correzione che rappresentano un'ulteriore fonte di incertezza per la prova valutativa svolta.

Infine è stata condotta in Cina prima del 2012 [24], una prova valutativa di misure di emissioni radiate nella gamma di frequenze comprese tra 30 e 1000 MHz, utilizzando un campione itinerante di stabilità nota (migliore di 1,1 dB). Questa prova ha coinvolto diciannove laboratori, tutti accreditati a ISO/IEC 17025:2005 [1]. Chiara evidenza è

stata ottenuta dagli organizzatori di questa prova valutativa circa la competenza dei laboratori partecipanti.

3. Prove Valutative EMC

La preparazione di una prova valutativa consiste nella progettazione e realizzazione del campione viaggiante, l'assegnazione di un valore di riferimento, compreso la sua incertezza, e la scelta di adeguate statistiche per la valutazione delle prestazioni.

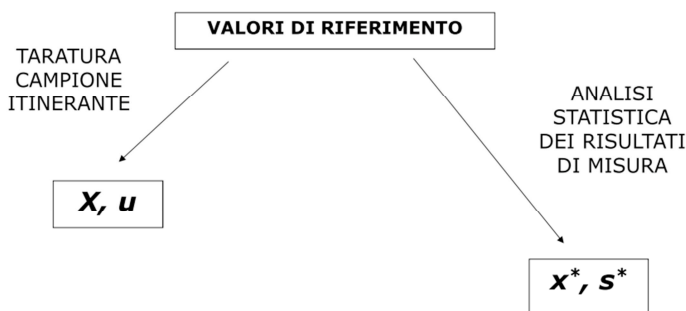


Fig. 4.1-1: Assegnazione valori di riferimento

Si è deciso di assegnare due valori di riferimento distinti, vedi Fig. 4.1-1. Il valore di riferimento X è ottenuto mediante taratura del campione ed in linea di principio l'incertezza tipo u_X della previsione X , dovrebbe essere inferiore alla incertezza tipo di misura, u_i dichiarata da ogni laboratorio partecipante alla prova valutativa. L'altro valore di riferimento, x^* (media robusta), viene calcolato dalla media dei risultati di misura forniti dai laboratori. La dispersione dei risultati di misura, s^* (deviazione standard robusta) dà un'indicazione quantitativa della competenza del laboratorio "medio". Si prevede pertanto che $u < s^*$. È importante osservare che il valore di riferimento X e la sua incertezza tipo u_X sono disponibili *prima* dell'inizio della prova valutativa, mentre il valore di riferimento x^* e la dispersione s^* sono disponibili solo dopo il completamento della prova valutativa. Pertanto la disponibilità di un campione itinerante tarato permette di notificare il risultato della prova

valutativa al laboratorio non appena il risultato della misura viene trasmesso al coordinatore.

In tutte le prove valutative fino a qui citate, il risultato della misura fornito da ogni laboratorio, è confrontato con la media ottenuta combinando i risultati delle misure fornite da tutti i partecipanti. La caratteristica distintiva delle prove valutative progettate e condotte nell'ambito di questa ricerca è che, oltre a fare questo, il risultato della misura (e la sua incertezza) viene confrontato con il valore di riferimento (e la sua incertezza) pre-assegnato attraverso la taratura¹⁰ del campione. Per questo scopo, è necessario che il campione viaggiante oltre ad essere stabile, sia anche tarato. La disponibilità di un valore di riferimento assegnato a-priori di un campione tarato permette di:

- Avere un responso immediato della prova.
- Nel caso di confronti interlaboratorio di emissioni radiate, è possibile valutare le prestazioni dei laboratori anche se utilizzano siti di prova non omogenei (es. camera anecoica / semi-anecoica / OATS / misura a 3 m / 10 m).

Inoltre è possibile per il coordinatore:

- Dare evidenza della propria capacità tecnica di condurre la prova valutativa, rafforzando la fiducia nel coordinatore da parte dei laboratori partecipanti.
- Identificare possibili polarizzazioni dovute al metodo di prova e/o alla strumentazione.

Inoltre se il valore fornito dal laboratorio è compatibile con quello del campione tarato, viene confermata la riferibilità metrologica¹¹ del risultato di misura. Questa importante conferma non può avvenire

¹⁰ Per *taratura* si intende una "operazione eseguita in condizioni specificate, che in una prima fase stabilisce una relazione tra i valori di una grandezza, con le rispettive incertezze di misura, forniti da campioni di misura, e le corrispondenti indicazioni, comprensive delle incertezze di misura associate, e in una seconda fase usa queste informazioni per stabilire una relazione che consente di ottenere un risultato di misura a partire da un'indicazione" (vedi definizione 2.39, "Vocabolario Internazionale di Metrologia - Concetti fondamentali e generali e termini correlati (VIM), CEI UNI 70099, 2010-04" [51]).

¹¹ Per *riferibilità metrologica* si intende una "proprietà di un risultato di misura per cui esso è posto in relazione a un riferimento attraverso una documentata catena ininterrotta di tarature, ciascuna delle quali contribuisce all'incertezza di misura" (vedi "Vocabolario Internazionale di Metrologia - Concetti fondamentali e generali e termini correlati (VIM), CEI UNI 70099, 2010-04" [51]).

semplicemente comparando il singolo risultato con la media complessiva come fatto in tutte le precedenti prove valutative menzionate, proprio per la possibile presenza di polarizzazioni nei risultati di misura.

Il coordinatore si accolla il rischio associato all'eventuale disaccordo indesiderato tra i due valori di riferimento X e x^* , ma ottenendo in cambio, in caso di accordo, la prova indiscutibile di essere in grado di padroneggiare il campione e, più in generale, la prova valutativa. Così viene anche rafforzata la fiducia dei partecipanti verso la prova valutativa svolta. Questo rischio non è intrinseco alla gestione di una prova valutativa poiché, secondo la norma ISO/IEC 17043 [2], al coordinatore non viene richiesto di selezionare più di un valore di riferimento.

È da notare che una deviazione significativa tra previsioni e risultati di misura può essere originata, esclusa la mancanza di capacità del coordinatore nella progettazione e nella gestione della prova valutativa, da una polarizzazione associata al metodo di misura, strumentazione e impianto di prova del laboratorio.

In tutte le prove valutative che sono state progettate è stato previsto di utilizzare campioni itineranti auto-costruiti. In generale, la taratura di un campione di campo elettromagnetico, soprattutto nella gamma di frequenza 30-1000 MHz è particolarmente gravosa per due motivi. In primo luogo, la norma CEI EN 55016-2-3:2006 [25], richiede che la misura del campo elettromagnetico venga eseguita su un piano di massa riflettente e che venga registrata la massima intensità di campo su di un intervallo di quota compresa fra 1 e 4 m. In secondo luogo, solo gli Istituti Metrologici Nazionali, e poche altre organizzazioni metrologiche, delle nazioni più illuminate hanno siti semi-anecoici adatti a misure con un'accuratezza significativamente migliore di quella raggiunta dai laboratori di prova.

La previsione numerica del campo radiato dal campione può aggirare la necessità di una taratura, a condizione che il campione si presti ad una simulazione numerica affidabile e che il risultato della predizione sia convalidato con una misura sufficientemente accurata.

L'uso di un generatore di campo elettromagnetico di riferimento di tipo commerciale non si sarebbe prestato a questo scopo, perché non si avrebbe avuto a disposizione il necessario dettaglio costruttivo per arrivare ad eseguire questo tipo di simulazioni in maniera accurata. Inoltre il campione deve essere sufficientemente stabile e più in generale avere caratteristiche adeguate ad una taratura a bassa incertezza. Dal punto di vista della simulazione, secondo l'esperienza riportata in [11] e in [12], l'elemento più critico del campione è il balun dell'antenna. Questo dovrebbe essere il più semplice possibile o, in caso estremo - ma pratico - assente. In caso di assenza del balun, anche l'involucro del generatore è parte dell'antenna.

La misura volta a convalidare la simulazione dovrebbe essere sufficientemente precisa (senza ricorrere ad un "golden" site, cioè un sito di misura di altissima qualità), e fornire la prova oggettiva che il modello simulato al computer sia adeguato. La misura in campo vicino appare come una soluzione alternativa ragionevole, perché tendenzialmente più insensibile alle imprecisioni derivanti dalle non idealità del sito di misura. Tuttavia il problema che si pone in questo caso è: se il modello numerico del campione è validato in campo vicino con un dato grado di accuratezza, possiamo concludere che il modello è anche validato in campo lontano (3 m / 10 m), con il medesimo grado di accuratezza?

A tal proposito non esiste nessuna indicazione da parte di autorevoli documenti, ad esempio, si veda "IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations" [26]. Il ragionamento che ci ha guidato su questa strada si è basato sui seguenti punti:

- 1) L'algoritmo del metodo dei momenti (MoM), utilizzato per la simulazione elettromagnetica del campione, non fa distinzione fra campo vicino e campo lontano.
- 2) Impiego di misure ad-hoc in campo vicino, sufficientemente accurate (± 1 dB), per la validazione della simulazione elettromagnetica del campione.

Queste sono state buone premesse che ci hanno indotto ad intraprendere tale via, come poi positivamente dimostrato dai risultati

ottenuti dalle prove valutative di emissioni radiate svolte, di seguito descritte.

Per quanto riguarda i campioni itineranti progettati per le prove valutative di emissioni condotte, si è fatto ricorso anche per essi all'auto-costruzione, non esistendo in commercio campioni tarati sul carico offerto dalla rete normalizzata e definito dalla norma CEI EN 55016-1-2/A2 [27].

Inoltre, in generale, i campioni auto-costruiti sono, nel caso in cui se ne produca un certo numero di esemplari, più economici di quelli commerciali.

pagina bianca

4. Emissioni radiate in camera anecoica fra 200 e 3000 MHz

Nel Maggio 2012 è stata avviata una prova valutativa di misure di emissione radiata nell'intervallo di frequenza 200-3000 MHz concepita secondo le indicazioni della norma ISO/IEC 17043 [2].

I laboratori italiani potenzialmente interessati che sono stati informati dell'esistenza della prova valutativa sono stati oltre cinquanta. I partecipanti sono stati quindici. Quattro dei quindici, avendo a disposizione due siti di prova, hanno sottoposto a valutazione due insiemi di risultati di misura (due prestazioni). Le prestazioni valutate complessivamente dal coordinatore sono state quindi diciannove. Per via del carattere sperimentale dell'attività e tenuto conto delle forze disponibili è stato deciso di limitare la partecipazione solo a laboratori italiani.

La gamma di frequenza in cui è stata eseguita la prova valutativa è compresa tra 200 e 3000 MHz. L'ambiente elettromagnetico di riferimento è lo spazio libero, in tutta la gamma di frequenza indicata. Entrambe queste scelte sono motivate dalla convenienza tecnica di dover gestire una singola antenna trasmittente che copre l'intera gamma di frequenze e la convenienza derivante da una procedura di misura semplificata, dal momento che le riflessioni della camera anecoica (Fully Anechoic Room, FAR) sono, in linea di principio, assenti. Inoltre i laboratori sono stati lasciati liberi di decidere quale polarizzazione indagare e anche di fare la media dei risultati ottenuti attraverso misure effettuate in polarizzazione verticale ed orizzontale e in diverse posizioni del campione e dell'antenna ricevente all'interno della camera anecoica. In sostanza, i laboratori sono stati tenuti a determinare il campo elettromagnetico irradiato dal campione itinerante a tre metri di distanza in direzione

di massimo irraggiamento, in spazio libero ed a cinque frequenze concordate (260, 560, 1100, 2200 e 2900 MHz). Il superamento di questo esercizio è stato assunto come essere sufficiente a fornire adeguata dimostrazione della competenza del laboratorio di prova EMC nel fare misure di emissioni radiate nella gamma di frequenza prevista. È da notare che la maggior parte dei laboratori hanno effettuato le misure in camera semi-anecoica ponendo del materiale assorbente (piastrelle di ferrite e/o assorbitori piramidali) sul pavimento metallico al fine di ridurre efficacemente le riflessioni.

Alla prova valutativa potevano partecipare tutti i laboratori che soddisfacevano i seguenti due requisiti:

- a) Il laboratorio può effettuare misure di emissioni radiate in un ambiente completamente anecoico e secondo il metodo di misura descritto ai punti 7.2.9.2 e 7.3 della norma CISPR 16-2-3:2006 [25], nel campo di frequenza compreso tra 200 e 3000 MHz;
- b) Il laboratorio dispone della valutazione dell'incertezza di misura associata ai metodi di misurazione di cui sopra.

L'accreditamento alla norma ISO/IEC 17025 [1] non è stato richiesto. L'analisi statistica dei risultati di misura è infatti stata progettata tenendo conto della possibile insorgenza di valori anomali, che si crede essere più probabile visto che la partecipazione alla prova valutativa è aperta anche a laboratori non accreditati.

Il numero minimo di partecipanti è stato fissato a cinque, al fine di raggiungere un numero significativo di risultati di misurazione da sottoporre all'analisi statistica. Inoltre, poiché lo stesso campione viaggia avanti e indietro tra il coordinatore (una settimana al coordinatore per la verifica) e ogni laboratorio (una settimana al laboratorio per la misurazione) il numero massimo di partecipanti è stato fissato a venti, al fine di limitare la durata della prova valutativa ad un anno.

La prova valutativa è stata condotta in modo sequenziale: è stato inviato il campione al laboratorio, il laboratorio ha eseguito la misura

e rispedito il campione in dietro per la verifica del campione. La sequenza si è ripetuta fino ad esaurimento dei partecipanti. Il laboratorio ha avuto una settimana di tempo per eseguire la prova e rispedito il campione. Il coordinatore ha avuto a disposizione una settimana per eseguire la verifica sul campione e rispedito al laboratorio successivo.

4.1. Scopo ed esecuzione della prova valutativa

Lo scopo della misura svolta dal laboratorio è stato quello ottenere la migliore stima ed incertezza del campo elettrico generato a 3 m di distanza dal campione, in direzione di massima radiazione, alla frequenza di 260, 560, 1100, 2200 e 2900 MHz. Il campione itinerante era composto da un'antenna trasmittente (AT) e da un generatore di pettine (GP), come rappresentato in Fig. 4.1-1.

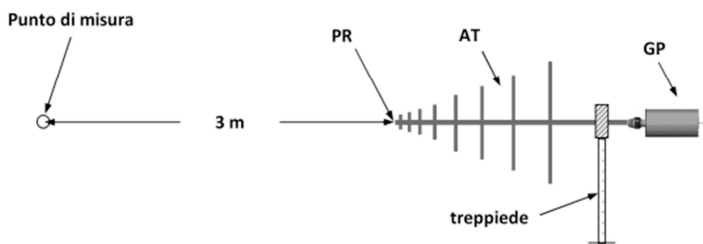


Fig. 4.1-1: Schema di misura FAR 200 - 3000 MHz

Il campione doveva essere posto ad una quota di almeno 1 m dal pavimento e 0,5 m dagli assorbitori tramite un idoneo sostegno (es. treppiede, supporto di materiale non riflettente,...). La distanza di 3 m è intesa dalla punta dell'antenna log-periodica trasmittente (vedi punto di riferimento PR in Fig. 4.1-1). È stato raccomandato ai laboratori l'impiego della strumentazione (antenna ricevente (AR), ricevitore e cavi) usualmente impiegata per le misure di emissione radiata nella gamma di frequenza corrispondente. Nel caso in cui il laboratorio disponeva di una camera con pavimento riflettente, anziché assorbente, doveva disporre sul pavimento materiale

assorbente. La quantità, qualità, tipologia (piramidi, ferriti, combinazione dell'uno e dell'altro), disposizione del materiale assorbente al pavimento sono stati liberamente scelti dal laboratorio. Il laboratorio ha potuto scegliere la polarizzazione (verticale o orizzontale) delle antenne AT e AR che ha ritenuto più conveniente (ad esempio per ridurre l'incertezza di misura), anche diversa per ciascuna delle cinque frequenze indicate. Il laboratorio ha potuto disporre il campione e l'antenna ricevente nelle posizioni all'interno della camera che ha ritenuto più convenienti (purché siano mantenuti distanza e l'allineamento fra AT ed AR). Ai laboratori è stato concesso, allo scopo di ridurre l'incertezza di misura, di fare più misure alla stessa frequenza e fornire come risultato di misura la media delle misure e la relativa incertezza.

La prova valutativa è stata condotta in modo sequenziale. Il coordinatore ha inviato il campione al laboratorio, il laboratorio ha eseguito la misura e rispedito il campione al coordinatore per la verifica del campione. La sequenza si è ripetuta fino ad esaurimento dei partecipanti. Il laboratorio ha avuto una settimana di tempo per eseguire la prova e rispedito il campione al coordinatore. Il coordinatore ha avuto a disposizione una settimana per eseguire la verifica sul campione e rispedirlo al laboratorio successivo.

4.2. Antenna trasmittente

La progettazione e la realizzazione del campione è stata guidata in parte dalla necessità di prevedere con precisione il campo elettromagnetico irradiato dal campione stesso ed in parte dalla necessità di coprire un'ampia gamma di frequenze utilizzando attrezzature robusta e relativamente poco costosa. Il campione studiato è la combinazione di un'antenna trasmittente (AT), di un attenuatore (detto attenuatore mascherato, AM) ed un generatore di pettine (GP), vedi Fig. 4.2-1.

L'antenna trasmittente scelta è una log-periodica commerciale (SCHWARZBECK Mess-Elektronik, VUSLP modello 9111B) che

copre la gamma di frequenza da 200 MHz a 3 GHz. Le dimensioni complessive sono 776 x 900 x 82 mm (larghezza x lunghezza x spessore) e il suo peso è di 1,7 kg. Il rapporto d'onda stazionaria (VSWR) è inferiore a 2,5 (da dati del costruttore), quindi il massimo coefficiente di riflessione in ingresso è $|\Gamma_{AT}| = 0,43$. L'antenna è individualmente tarata, in termini di guadagno fissata la distanza dalla punta, con un'incertezza tipo dichiarata dal fabbricante pari a $u_G = 0,35$ dB. A conferma della taratura eseguita dal costruttore, sono state fatte una serie di simulazioni elettromagnetiche sull'antenna AT utilizzando un software commerciale basato sul metodo dei momenti. L'antenna trasmittente (vedi Fig. 4.2-2) è stata discretizzata in elementi superficiali (patch triangolari, approssimativamente equilateri), di materiale perfettamente conduttore, di dimensione (area) compresa tra 5 mm^2 e 25 mm^2 , a seconda della parte di geometria della superficie da modellare.

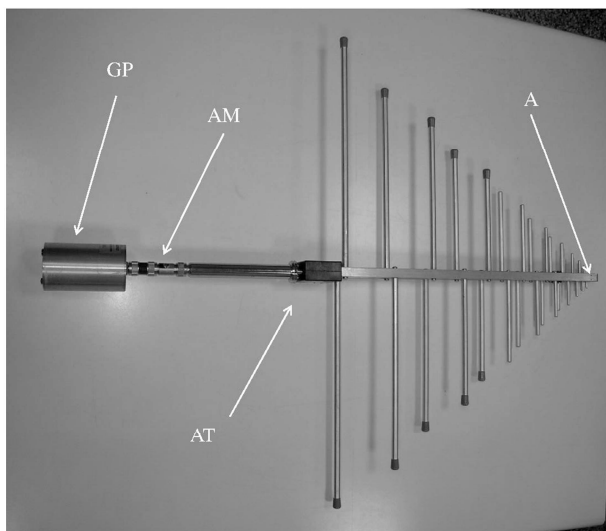


Fig. 4.2-1: Campione itinerante 200 - 3000 MHz.

Tutta la struttura è stata riprodotta mediante patches di questo tipo (circa 16900), compresi i dipoli più sottili. Questa discretizzazione è stata utilizzata in tutta la gamma di simulazione

(200-3000 MHz), pertanto, alla frequenza massima, l'area delle patch è al più pari a $\lambda^2/400$ ¹². La struttura del generatore di pettine GP non è stata inclusa nel modello elettromagnetico dell'antenna perché è stato verificato che la sua presenza non influenza significativamente i risultati della simulazione (a parte un aumento dell'uso delle risorse di calcolo). La sorgente di alimentazione ai morsetti dell'antenna è simulata con un generatore equivalente a 50Ω , tensione sinusoidale con valore efficace a vuoto pari a $V_g=1$ V, posto vicino (a 10 mm) alla punta e collegato ai bracci di sostegno dei dipoli. Questo generatore è piazzato tra i bracci dell'antenna, in posizione A (vedi Fig. 4.2-1) dove arriva il cavo coassiale di alimentazione. Il cavo, proveniente dal connettore situato in prossimità dell'attenuatore (di cui è stato mascherato il valore dell'attenuazione) AM, è passante all'interno di uno dei due bracci e la sua calza (lo schermo) è collegata al braccio che lo contiene, nel punto F. Il conduttore centrale è collegato all'altro braccio nel solito punto. Il cavo coassiale, tipo RG214/U, è lungo $\ell_c = 0,9$ m e la sua attenuazione¹³, espressa in dB come riportato in (4.1), dove f è la frequenza espressa in MHz, è tenuta conto in fase di simulazione. Il corrispondente circuito elettrico equivalente di questa struttura è riportato in Fig. 4.2-3-a, dove Z_A rappresenta l'impedenza equivalente dell'antenna AT.

$$A_c = \ell_c \left(5.96 \times 10^{-3} \sqrt{f} + 6.6 \times 10^{-5} f \right) \quad (4.1)$$

Le simulazioni elettromagnetiche sono state mirate a calcolare il guadagno della antenna AT, sopra descritta, nei seguenti modi:

- Metodo dell'intensità di campo.
- Metodo delle due antenne gemelle.
- Metodo dell'onda piana incidente.

¹² Nella guida a corredo del simulatore, per ottenere una simulazione affidabile, è consigliata una dimensione minima dell'area della patch pari a circa $\lambda^2/150$.

¹³ Vedi dati produttore HUBER + SUNHER,
<http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Cables>

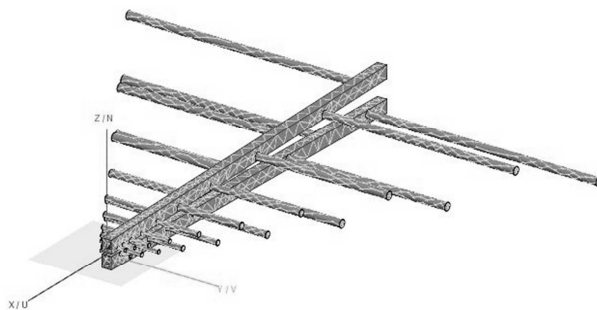


Fig. 4.2-2: Struttura dell'antenna trasmittente AT usata per le simulazione di G_{SI}

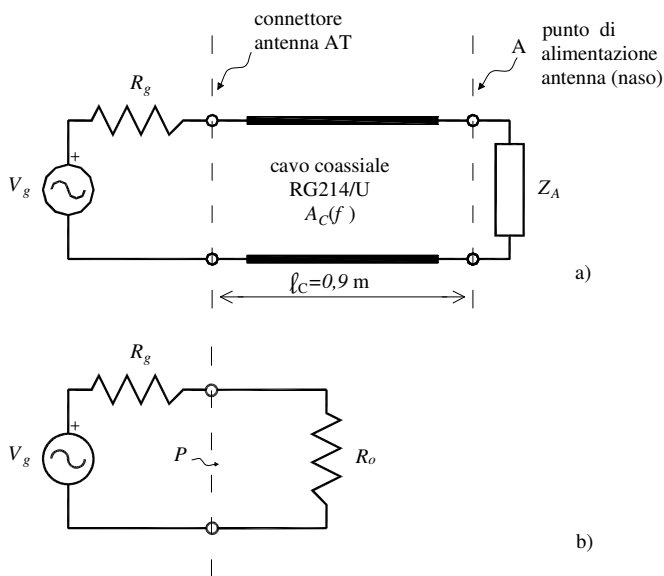


Fig. 4.2-3: (a) Circuito equivalente antenna trasmittente AT. (b) Circuito di riferimento per la potenza.

4.2.1. Metodo dell'intensità di campo

In questa simulazione, l'antenna come descritta nel §4.1, è considerata in spazio libero (vedi Fig. 4.2-2) ed il suo guadagno, $G_{s1}(d)$, viene determinato ricavando, dalla simulazione, il valore $E_y(d)$ della componente lungo l'asse y del campo elettrico prodotto dall'antenna, in direzione di massima radiazione (asse x), a varie distanze $d = 1 \text{ m}$, 3 m , 10 m , 150 m , dalla punta dell'antenna trasmittente (origine degli assi cartesiani, vedi Fig. 4.2-2). I primi tre valori sono quelli a cui si riferiscono i dati di taratura forniti dal costruttore. La distanza $d = 150 \text{ m}$, pari a 100 volte la lunghezza d'onda alla minima frequenza considerata di 200 MHz, è stata scelta per raffrontarsi al dato di taratura del fabbricante in campo lontano.

I valori del guadagno $G_{s1}(d)$, espressi in dB, sono stati ricavati dalla relazione (4.2) dove $E_y(d)$, espresso in dB ($\mu\text{V/m}$), è il risultato della simulazione per le varie distanze considerate, $P = 7 \text{ dBm}$ (5 mW) è la potenza erogata dal generatore, che alimenta l'antenna, su di un carico pari a $R_o = 50 \Omega$ (vedi Fig. 4.2-3-b). I risultati $G_{s1}(d)$ di questa simulazione sono stati confrontati con i valori di taratura $G_T(d)$ ed è stato calcolato lo scarto secondo la (4.3), riportando i dati nella Tabella 4.2.1-1 per la distanza $d = 1 \text{ m}$, nella Tabella 4.2.1-2 per $d = 3 \text{ m}$, nella Tabella 4.2.1-3 per $d = 10 \text{ m}$ e nella

Tabella 4.2.1-4 per $d = 150 \text{ m}$.

$$G_{s1}(d) = E_y(d) - P - A_c + 20 \log_{10}(d) - 104.8 \quad (4.2)$$

$$\Delta G_{s1} = G_{s1}(d) - G_T(d) \quad (4.3)$$

Con questo tipo di simulazione si è potuto anche determinare il valore della cross-polarizzazione, cioè del rapporto E_y/E_z che è

risultato essere superiore a 10 dB (informazione non disponibile dai dati del fabbricante).

Tabella 4.2.1-1: Stima del guadagno tramite l'intensità di campo per una distanza $d = 1$ m. G_{SI} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{SI} = G_{SI} - G_T$.

Distanza $d = 1$ m			
f [MHz]	$G_{SI}(1m)$ [dB]	$G_T(1m)$ [dB]	$\Delta G_{SI}(1m)$ [dB]
200	1.59	1.38	0.21
400	4.46	4.54	-0.08
600	5.63	5.41	0.22
800	6.36	6.45	-0.09
1000	6.67	6.73	-0.06
1500	6.67	6.82	-0.15
2000	7.49	7.47	0.02
2500	6.06	6.01	0.05
3000	5.85	5.77	0.08

Tabella 4.2.1-2: Stima del guadagno tramite l'intensità di campo per una distanza $d = 3$ m. G_{SI} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{SI} = G_{SI} - G_T$.

Distanza $d = 3$ m			
f [MHz]	$G_{SI}(3m)$ [dB]	$G_T(3m)$ [dB]	$\Delta G_{SI}(3m)$ [dB]
200	4.04	3.79	0.25
400	5.82	5.95	-0.13
600	6.69	6.41	0.28
800	7.19	7.24	-0.05
1000	7.37	7.37	0.00
1500	7.19	7.29	-0.10
2000	7.64	7.83	-0.19
2500	6.26	6.32	-0.06
3000	6.09	6.02	0.07

Tabella 4.2.1-3:Stima del guadagno tramite l'intensità di campo per una distanza $d=10$ m. G_{SI} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{SI}=G_{SI}-G_T$.

Distanza $d = 10$ m			
f [MHz]	$G_{SI}(10m)$ [dB]	$G_T(10m)$ [dB]	$\Delta G_{SI}(10m)$ [dB]
200	5.02	4.82	0.20
400	6.33	6.50	-0.17
600	7.10	6.79	0.31
800	7.50	7.53	-0.03
1000	7.64	7.61	0.03
1500	7.72	7.46	0.26
2000	7.84	7.96	-0.12
2500	6.57	6.43	0.14
3000	6.25	6.11	0.14

Tabella 4.2.1-4:Stima del guadagno tramite l'intensità di campo, distanza $d=150$ m. G_{SI} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{SI}=G_{SI}-G_T$.

Distanza $d = 150$ m			
f [MHz]	$G_{SI}(150m)$ [dB]	$G_T(\infty)$ [dB]	$\Delta G_{SI}(150m)$ [dB]
200	5.46	5.30	0.16
400	6.55	6.75	-0.20
600	7.28	6.96	0.32
800	7.63	7.66	-0.03
1000	7.75	7.71	0.04
1500	7.81	7.53	0.28
2000	7.87	8.02	-0.15
2500	6.63	6.48	0.15
3000	6.27	6.15	0.12
$G_T(\infty)$ guadagno in campo lontano.			

4.2.2. Metodo delle due antenne gemelle

Si tratta di ripetere, con il simulatore, la prova che in pratica viene utilizzata dal fabbricante per la taratura. Si considerano due antenne gemelle, nello spazio libero, poste sullo stesso piano, affacciate nella direzione di massima radiazione ad una distanza nota d . Una delle due viene alimentata, dal connettore, con un generatore a $50\ \Omega$ avente un valore fissato di potenza P , erogati su $50\ \Omega$, in questo caso pari a 7 dBm (vedi Fig. 4.2-3). L'altra antenna è caricata su di una resistenza da $50\ \Omega$ (considerata collegata al naso) in cui si viene a dissipare una potenza $P_R(d)$, che viene determinata tramite le simulazioni numeriche. In Fig. 4.2.2-1 viene riportato il modello elettromagnetico corrispondente alle due antenne affacciate, utilizzato per la stima del guadagno. La struttura elettromagnetica di ogni singola antenna è stata caratterizzata come descritto nel §4.1.

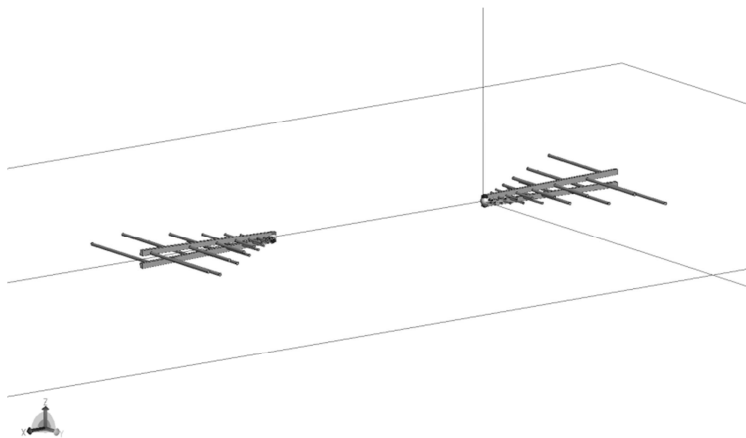


Fig. 4.2.2-1: Struttura elettromagnetica di simulazione usata per la determinazione del guadagno con il metodo delle due antenne gemelle.

Il guadagno $G_{s2}(d)$, in funzione della distanza d , è ricavato dall'attenuazione di tratta $A_{TR}(d)$ (4.4), espressa in unità logaritmiche, nella quale viene considerato anche l'effetto di perdita

del cavo coassiale, inserito nelle antenne, tramite l'attenuazione A_c (4.1).

$$A_{TR}(d) = P - P_R(d) + 2A_c \quad (4.4)$$

Dall'attenuazione di tratta $A_{TR}(d)$ è possibile risalire al guadagno isotropico $G_{S_2}(d)$ tramite la formula di Friis (4.5), ipotizzando che il guadagno delle due antenne sia identico.

$$G_{S_2}(d) = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - A_{TR}(d) \right] \quad (4.5)$$

Anche in questo caso si procede alla valutazione del guadagno $G_{S_2}(d)$ per le stesse distanze di riferimento $d = 1$ m, 3 m, 10 m, 150 m. I valori così ottenuti sono stati confrontati con i corrispondenti dati di taratura forniti dal fabbricante dell'antenna log-periodica. I risultati sono riportati nella Tabella 4.2.2-1 per la distanza $d = 1$ m, nella Tabella 4.2.2-2 per $d = 3$ m, nella Tabella 4.2.2-3 per $d = 10$ m e nella Tabella 4.2.2-4 per $d = 150$ m.

Tabella 4.2.2-1: Stima del guadagno, metodo antenne gemelle, distanza $d = 1$ m.

G_{S_2} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{S_2} = G_{S_2} - G_T$.

Distanza $d = 1$ m			
f [MHz]	$G_{S_2}(1m)$ [dB]	$G_T(1m)$ [dB]	$\Delta G_{S_2}(1m)$ [dB]
200	2.23	1.38	0.85
400	4.71	4.54	0.17
600	5.79	5.41	0.38
800	6.50	6.45	0.05
1000	6.77	6.73	0.04
1500	6.81	6.82	-0.01
2000	7.35	7.47	-0.12
2500	5.94	6.01	-0.07
3000	5.21	5.77	-0.56

Tabella 4.2.2-2:Stima del guadagno, metodo antenne gemelle, distanza $d = 3$ m.
 G_{S2} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{S2} = G_{S2} - G_T$.

Distanza $d = 3$ m			
f [MHz]	$G_{S2}(3m)$ [dB]	$G_T(3m)$ [dB]	$\Delta G_{S2}(3m)$ [dB]
200	4.11	3.79	0.32
400	5.87	5.95	-0.08
600	6.74	6.41	0.33
800	7.27	7.24	0.03
1000	7.45	7.37	0.08
1500	7.09	7.29	-0.20
2000	7.72	7.83	-0.11
2500	6.15	6.32	-0.17
3000	6.03	6.02	0.01

Tabella 4.2.2-3:Stima del guadagno, metodo antenne gemelle, distanza $d = 10$ m.
 G_{S2} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{S2} = G_{S2} - G_T$.

Distanza $d = 10$ m			
f [MHz]	$G_{S2}(10m)$ [dB]	$G_T(10m)$ [dB]	$\Delta G_{S2}(10m)$ [dB]
200	5.07	4.82	0.25
400	6.37	6.50	-0.13
600	7.14	6.79	0.35
800	7.57	7.53	0.04
1000	7.71	7.61	0.10
1500	7.63	7.46	0.17
2000	7.91	7.96	-0.05
2500	6.51	6.43	0.08
3000	5.85	6.11	-0.26

Tabella 4.2.2-4: Stima del guadagno, metodo antenne gemelle, distanza $d = 150$ m.
 G_{S2} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{S2} = G_{S2} - G_T$.

Distanza $d = 150$ m			
f [MHz]	$G_{S2}(150m)$ [dB]	$G_T(\infty)$ [dB]	$\Delta G_{S2}(150m)$ [dB]
200	5.47	5.30	0.17
400	6.57	6.75	-0.18
600	7.31	6.96	0.35
800	7.70	7.66	0.04
1000	7.82	7.71	0.11
1500	7.67	7.53	0.14
2000	7.95	8.02	-0.07
2500	6.57	6.48	0.09
3000	6.02	6.15	-0.13
$G_T(\infty)$ guadagno in campo lontano.			

4.2.3. Metodo dell'onda piana incidente

Un'altra verifica è stata condotta andando a ricavare il guadagno G_{S3} tramite il Fattore di Antenna (AF), utilizzando un modello simulato, nello spazio libero, in cui un'onda piana incide sull'antenna nella direzione di massima propagazione. La relazione che lega il guadagno G ad AF è la seguente:

$$G_{S3} = \left(\frac{9.73}{\lambda AF} \right)^2 \quad (4.6)$$

Il Fattore di Antenna AF si ricava valutando il valore della tensione V_C al connettore di uscita dell'antenna, a cui è collegata una resistenza $R_0 = 50 \Omega$, rispetto al valore E_A dell'ampiezza del campo elettrico dell'onda piana incidente, come riportato in (4.7).

$$AF = \frac{E_A}{V_C} \quad (4.7)$$

La resistenza di carico equivalente R_0 vista ai morsetti dell'antenna (al naso) si considera che abbia anch'essa un valore di 50Ω perché, fra il connettore di uscita ed i morsetti dell'antenna, è presente un

cavo coassiale (tipo RG214/U, vedi §4.1) avente un'impedenza caratteristica nominale di pari valore. L'attenuazione A_c di questo cavo, espressa in dB come riportato in (4.1), è tenuta in conto per determinare il valore della potenza P_C (4.8), nota la potenza P_R dissipata dal carico equivalente R_0 dell'antenna. La potenza P_R è stata determinata tramite le simulazioni numeriche, considerando un'ampiezza dell'onda incidente $E_A = 1$ V/m.

$$P_C = \frac{P_R}{\frac{A_c}{10^{10}}} \quad (4.8)$$

$$V_C = \sqrt{P_C R_0} \quad (4.9)$$

Nota la potenza P_C , tramite la (4.9), è stato ricavato il valore della tensione V_C al connettore dell'antenna. Da V_C è stato ricavato AF (4.7) e quindi il guadagno G_{S3} (4.7). I valori così determinati sono riportati nella Tabella 4.2.3-1 e confrontati con il valore di taratura del fabbricante in spazio libero $G_T(\infty)$.

Tabella 4.2.3-1:Stima del guadagno, metodo onda piana incidente.

G_{S3} guadagno calcolato, G_T guadagno di taratura, scarto $\Delta G_{S3} = G_{S3} - G_T$.

Campo lontano			
f [MHz]	G_{S3} [dB]	$G_T(\infty)$ [dB]	ΔG_{S3} [dB]
200	5.50	5.30	0.20
400	6.60	6.75	-0.15
600	7.35	6.96	0.39
800	7.72	7.66	0.06
1000	7.86	7.71	0.15
1500	7.71	7.53	0.18
2000	7.96	8.02	-0.06
2500	6.61	6.48	0.13
3000	6.38	6.15	0.23
$G_T(\infty)$ guadagno in campo lontano.			

4.2.4. Stima della dispersione degli scarti delle simulazioni

Qui si è voluto valutare la dispersione degli scarti ΔG_{s1} , ΔG_{s2} e ΔG_{s3} delle simulazioni elettromagnetiche sulla valutazione del guadagno, in spazio libero, dell'antenna SCHWARZBECK Mess-Elektronik, VUSLP modello 9111B, rispetto ai valori di taratura. Gli scarti ΔG_{s1} , ΔG_{s2} e ΔG_{s3} sono riportati nella Tabella 4.2.4-1 suddivisi per tipo di simulazione e per distanza di riferimento.

Tabella 4.2.4-1: Scarti delle simulazioni per la determinazione del guadagno dell'antenna VUSLP 9111B

f [MHz]	Scarti ΔG_i delle simulazioni per la determinazione del guadagno [dB]								
	Metodo dell'intensità di campo (§0)				Metodo antenne gemelle (§4.2.2)				Onda piana (§4.2.3)
	$\Delta G_{s1}(1\text{ m})$	$\Delta G_{s1}(3\text{ m})$	$\Delta G_{s1}(10\text{ m})$	$\Delta G_{s1}(150\text{ m})$	$\Delta G_{s2}(1\text{ m})$	$\Delta G_{s2}(3\text{ m})$	$\Delta G_{s2}(10\text{ m})$	$\Delta G_{s2}(150\text{ m})$	ΔG_{s3}
200	0.21	0.25	0.20	0.16	0.85	0.32	0.25	0.17	0.20
400	-0.08	-0.13	-0.17	-0.20	0.17	-0.08	-0.13	-0.18	-0.15
600	0.22	0.28	0.31	0.32	0.38	0.33	0.35	0.35	0.39
800	-0.09	-0.05	-0.03	-0.03	0.05	0.03	0.04	0.04	0.06
1000	-0.06	0.00	0.03	0.04	0.04	0.08	0.10	0.11	0.15
1500	-0.15	-0.10	0.26	0.28	-0.01	-0.20	0.17	0.14	0.18
2000	0.02	-0.19	-0.12	-0.15	-0.12	-0.11	-0.05	-0.07	-0.06
2500	0.05	-0.05	0.14	0.15	-0.07	-0.17	0.08	0.09	0.13
3000	0.08	0.06	0.14	0.12	-0.56	0.01	-0.26	-0.13	0.23
NOTA: $\Delta G_i = G_{si} - G_{Ti}$ dove G_{si} è il guadagno valutato con le simulazione e G_{Ti} è il guadagno di taratura fornito dal costruttore.									

Da una prima grossolana osservazione a vista della Tabella 4.2.4-1, non si nota nessuna apparente correlazione fra i valori degli scarti e/o la frequenza e/o la condizione di simulazione, facendo pensare ad una probabile distribuzione normale. Questa affermazione viene utilizzata come ipotesi nulla, H_0 , riferita al test del Chi-

Quadro (χ^2) per la verifica della bontà di adattamento della distribuzione normale degli scarti (vedi Appendice C).

Il procedimento è il seguente:

- Stima dei parametri della ipotetica distribuzione normale degli scarti ΔG_i .
 - Numerosità del campione $n=81$.
 - Valore medio atteso $\mu_{\Delta G}$:

$$\mu_{\Delta G} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta G_i = 0,06 dB \quad (4.10)$$

- Deviazione standard attesa, $\sigma_{\Delta G}$:

$$\sigma_{\Delta G} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\Delta G_i - \mu_{\Delta G})^2} = 0,20 dB \quad (4.11)$$

- Applicazione del test χ^2 , da cui è stato ottenuto un valore di 0,72 da assegnare alla probabilità che l'affermazione H_0 sia vera (vedi Tabella C-2). Quindi l'ipotesi di partenza H_0 , che gli scarti ΔG_i avessero una distribuzione normale, è ragionevolmente accettabile.

La deviazione standard $\sigma_{\Delta G} = 0,20$ dB degli scarti ΔG_i così determinata è confrontabile con lo scarto tipo $u_G = 0,35$ dB dei valori di taratura dichiarati dal costruttore e questo ci rassicura sia sull'attendibilità delle simulazioni che su quella della taratura.

4.2.5. Verifica sperimentale del guadagno

Per avere un'ulteriore conferma sui valori di taratura dell'antenna log-periodica Schwarzbeck Mess-Elektronik, modello VUSLP 9111B, si è condotto un esperimento sulla misura della perdita di inserzione IL_M fra l'antenna trasmittente AT descritta ed un'antenna molto simile, sempre marca Schwarzbeck Mess-Elektronik, modello VUSLP 9111. La perdita di inserzione IL_M è stata confrontata con la perdita di inserzione IL_C ricavata dalle simulazioni elettromagnetiche, come riportato in Tabella 4.2.5-2.

Queste antenne sono poste alla distanza $d = 1$ m fra le punte come rappresentato schematicamente in Fig. 4.2.5-1 (figura non in scala) e in Fig. 4.2.5-2-b. Una delle due è alimentata con il generatore di pettine GP, l'altra è collegata ad un ricevitore. Ai terminali di ogni antenna è stato collegato un attenuatore per ridurre l'incertezza dovuta al disadattamento [28], attenuatore #1 da 6 dB lato generatore e attenuatore #2 da 10 dB lato analizzatore di spettro, come riportato in Fig. 4.2.5-2. Le misure della perdita di inserzione IL_M sono effettuate con il metodo di sostituzione utilizzando un attenuatore fisso tarato (#2) da 20 dB. Come strumento di comparazione è stato utilizzato un analizzatore di spettro, (AS), marca ADVANTEST modello R3162.

L'effetto dell'ambiente è stato minimizzato mettendo le antenne a 1,8 m di altezza rispetto a terra (terreno argilloso) ed è stata fatta una media delle misure tra polarizzazione verticale ed orizzontale.

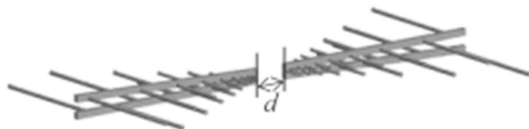


Fig. 4.2.5-1: Due antenne log-periodiche a breve distanza (figura non in scala).

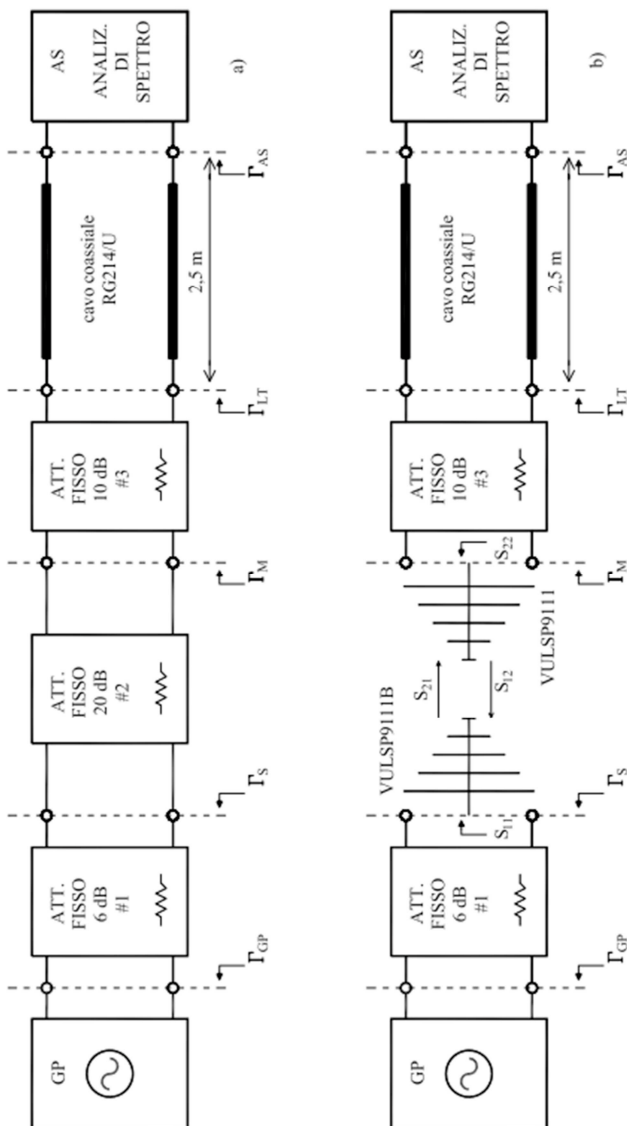


Fig. 4.2.5-2: Schema di misura per rilievo perdita di inserzione IL_M fra antenne log-periodiche VULSP 9111 e VULSP 9111B. a) Riferimento. b) Misura con antenne inserite al posto dell'attenuatore #2.

L'impostazione dell'AS, mantenuta per tutta la conduzione dell'intera prova di misura di IL_M , è stata la seguente:

- Frequenze di sintonia: vedi Tabella 4.2.5-2
- Intervallo di frequenza esplorato: 30 kHz
- Banda di risoluzione: 3 kHz
- Banda filtro video: 3 kHz
- Tempo di scansione: 20 ms
- Livello di riferimento: -50 dBm
- Scala verticale: logaritmica, 5 dB/div
- Attenuazione interna: 10 dB
- Medie video: 300
- Rivelatore: Normal
- ANL: < -105 dBm

La perdita di inserzione IL_M così determinata è stata raffrontata con quella ottenuta tramite le simulazioni in spazio libero IL_C (vedi sempre Fig. 4.2.5-1). L'antenna aggiunta VUSLP 9111 è stata modellata con gli stessi criteri dell'antenna trasmittente VUSLP 9111B. L'antenna ricevente (VUSLP 9111) è stata considerata collegata ad un carico di 50Ω a cui corrisponde una potenza ricevuta P_R (dBm). I calcoli della perdita d'inserzione simulata IL_S (4.12), espressa in dB, tengono conto anche dell'attenuazione del tratto di cavo (tipo RG214/U) interno a ciascuna delle due antenne: $\ell_{C1} = 0,9$ m è la lunghezza di cavo corrispondente all'antenna trasmittente AT tipo VUSLP 9111B, mentre $\ell_{C2} = 0,7$ m è la lunghezza di cavo corrispondente all'antenna trasmittente AT tipo VUSLP 9111.

$$IL_C = P - P_R - (\ell_{C1} + \ell_{C2}) \left(5.96 \times 10^{-3} \sqrt{f} + 6.6 \times 10^{-5} f \right) \quad (4.12)$$

Nella seconda colonna della Tabella 4.2.5-2 è riportato il valore della perdita di inserzione ricavata dalle simulazioni IL_C . La perdita di inserzione misurata IL_M è riportata nella terza colonna e nell'ultima viene riportato lo scarto $\Delta IL = IL_C - IL_M$.

Per valori di frequenza maggiore o uguale a 400 MHz, dai dati di Tabella 4.2.5-2, è stato ipotizzato in prima approssimazione per ΔIL una distribuzione normale, con valor medio atteso $\mu_{\Delta IL}$ pari a:

$$\mu_{\Delta IL} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta IL_i = -0,02 \text{ dB} \quad (4.13)$$

Lo scarto quadratico medio sperimentale $s_{\Delta IL}$ dei valori di ΔIL è dato da:

$$s_{\Delta IL} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\Delta IL_i - \mu_{\Delta IL})^2} = 0,4 \text{ dB} \quad (4.14)$$

Visto lo scarso il numero di dati, per ottenere una stima più attendibile della corrispondente deviazione standard $\sigma_{\Delta IL}$ della distribuzione di ΔIL , è stata utilizzata la stima della relazione (4.15) secondo quanto indicato in IEC/TR 61000-1-6:2012” [29]:

$$\sigma_{\Delta IL} \approx s_{\Delta IL} \sqrt{\frac{N-1}{N-3}} < 0,5 \text{ dB} \quad (4.15)$$

Dove, con $N = 9$ è stato indicato il numero delle misure.

L’incertezza di misura della perdita d’inserzione u_{IL} , è essenzialmente dovuta all’incertezza di disadattamento u_M delle due antenne. Secondo quanto riportato in [28] l’incertezza u_M è esprimibile come indicato dalla (4.16).

$$\begin{aligned} u_{IL} \approx u_M &= \frac{8,686}{\sqrt{2}} \sqrt{(|\Gamma_S||S_{11}|)^2 + (|\Gamma_M||S_{22}|)^2 + (|\Gamma_S||\Gamma_M||S_{21}|^2)^2} \approx \\ &\approx 6,142 \sqrt{(|\Gamma_S||S_{11}|)^2 + (|\Gamma_M||S_{22}|)^2} \approx \\ &\approx 6,142 |\Gamma_A| \sqrt{|\Gamma_S|^2 + |\Gamma_M|^2} < 0,3 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Dove, tenendo presente la schematizzazione di Fig. 4.2.5-2, è stato considerato:

- $|S_{11}| \approx |\Gamma_A|$
- $|S_{22}| \approx |\Gamma_A|$
- $|S_{21}| \ll 1$
- $|\Gamma_A|$ valore limite del modulo del coefficiente di riflessione per entrambe le antenne, pari a 0,4 (dato fornito dal costruttore).
- Con Γ_s è stato indicato il coefficiente di riflessione lato generatore, come riportato in (4.17).

$$\Gamma_s = S_{11}^1 + \frac{(S_{12}^1)^2}{1 - S_{11}^1 \Gamma_{GP}} \Gamma_{GP} \quad (4.17)$$

$$|\Gamma_s| \leq |S_{11}^1| + \frac{|S_{12}^1|^2}{1 - |S_{11}^1| |\Gamma_{GP}|} |\Gamma_{GP}|$$

- Con S^1 sono stati indicati i parametri di diffusione dell'attenuatore #1.
- Equivalentemente con $|\Gamma_M|$, è stato indicato il modulo del coefficiente di riflessione lato misuratore, come riportato nella relazione (4.18). In questo caso è stato ipotizzato che la presenza del cavo coassiale di collegamento con l'analizzatore di spettro (2,5 m di RG214/U) non aumenti apprezzabilmente il modulo del coefficiente di riflessione, $|\Gamma_{LT}|$, visto dall'attenuatore #3, rispetto a quello mostrato alla bocca dell'analizzatore di spettro $|\Gamma_{AS}| \leq 1/3$ ($VWSR \leq 1:2$ secondo le specifiche del costruttore) e quindi considerare $|\Gamma_{LT}| \approx |\Gamma_{AS}|$, come riportato anche nella norma CEI EN 55016-4-2:2012 [30].

$$|\Gamma_M| \leq |S_{11}^3| + \frac{|S_{12}^3|^2}{1 - |S_{11}^3| |\Gamma_{LT}|} |\Gamma_{LT}| \approx |S_{11}^3| + \frac{|S_{12}^3|^2}{1 - |S_{11}^3| |\Gamma_{AS}|} |\Gamma_{AS}| \quad (4.18)$$

- Con S^3 si sono indicati i parametri di diffusione attenuatore #3.

Dai valori dei parametri degli attenuatori (#1, #2 e #3), riportati nella Tabella 4.2.5-1 è stato possibile stimare:

- Dalla (4.17) $|\Gamma_S| < 0,08$ con $|\Gamma_{GP}| < 0,18$ (vedi §4.3).
- Dalla (4.18) $|\Gamma_M| < 0,06$.
- Dalla (4.16) $u_{IL} < 0,3$ dB.

Tabella 4.2.5-1: Dati di taratura attenuatori HP 11581A.

#	TIPO	$ S_{11} \approx S_{22} $	Attenuazione [dB]
1	HP 11581° 6 dB	<0,03	5,98 +/-0,06
2	HP 11581° 20 dB	<0,03	20,10 +/-0,08
3	HP 11581° 10 dB	<0,03	9,98 +/- 0,07
NOTA: Valori riferiti all'intervallo di frequenza DC - 4 GHz.			

La combinazione in quadratura di $\sigma_{\Delta L}$ (4.15), di $\mu_{\Delta L}$ (trascurabile) (4.13) e di u_{IL} , (4.16) in base alle indicazioni fornite dalla norma CEI UNI ENV 13005 [31], quantifica sostanzialmente in che misura possiamo contare sul modello elettromagnetico delle antenne. Questo valore u_s (4.19) è pari a:

$$u_s = \sqrt{\sigma_{\Delta L}^2 + \mu_{\Delta L}^2 + u_{IL}^2} \approx \sqrt{\sigma_{\Delta L}^2 + u_{IL}^2} \approx 0,6 \text{ dB} \quad (4.19)$$

Tabella 4.2.5-2: Confronto fra i valori della perdita di inserzione IL_S (simulazione) e IL_M (misura).

f [MHz]	IL_C [dB]	IL_M [dB]	$\Delta IL = IL_C - IL_M$ [dB]
200	18.4	19.6	-1.2
400	14.9	14.6	0.3
600	16.6	17.0	-0.4
800	17.6	17.6	0.0
1000	18.9	19.2	-0.3
1500	21.9	22.1	-0.2
2000	24.1	24.1	0.0
2500	28.5	28.9	-0.4
2600	29.8	29.1	0.7
2800	29.0	29.4	-0.4
3000	29.5	29.0	0.5

Questo risultato rassicura sia in merito alla qualità della taratura eseguita dal fabbricante (incertezza tipo dichiarata $u_G = 0,35$ dB), che per quanto riguarda la valutazione di incertezza.

Lo scarto massimo di ΔIL si ha alla frequenza di 200 MHz ($\lambda = 1,5$ m) che è da imputare principalmente all'effetto della presenza del suolo. Infatti l'accoppiamento con l'ambiente circostante è significativo a questa frequenza, visto che la deviazione tra polarizzazione verticale ed orizzontale è stata abbastanza grande e quasi pari a 4 dB.

4.3. Generatore di pettine

Il generatore di pettine GP è auto-costruito per ridurre il costo di più campioni e per ottenere il controllo delle sue caratteristiche, sia meccaniche che elettriche, (vedi [32]). La forma è cilindrica (diametro 70 mm, 130 mm di altezza, vedi Fig. 4.2-1) ed il suo peso è 450 g. Il GP è alimentato a batteria (quattro batterie da 1,5 V di tipo AA) e si spegne automaticamente quando il livello di tensione scende sotto 5,2 V. Un regolatore di tensione, a bassa caduta, viene utilizzato allo scopo di stabilizzare la tensione a 4,75 V, un livello sufficiente ad alimentare la circuiti logici TTL adottati. Il GP produce un impulso unidirezionale ad una frequenza di ripetizione di circa 20 MHz di ampiezza circa 1.5 V (su di un carico di 50 Ω) e durata (a metà ampiezza) di 270 ps (vedi Fig. 4.3-1). L'impedenza di uscita nominale è di 50 Ω ed il coefficiente di riflessione di uscita massimo $|\Gamma_{GP}| = 0,18$ (@ 3 GHz), misurato tramite analizzatore vettoriale di reti (HP8753E) e mantenendo spento il GP. È stato deciso di procedere in questo modo perché il generatore di pettine effettivo (la scheda elettronica), contenuto all'interno dell'involucro cilindrico, è collegato al bocchettone N femmina di uscita, tramite un cavo coassiale semirigido tipo RG405/U, con dielettrico in PTFE, avente una fattore di velocità $k_f = 0,69$ ¹⁴ ed una lunghezza di 20 cm. Il tempo che impiega l'impulso a transitare su questo cavo è circa 1 ns. Ciò significa che quando l'impulso raggiunge il connettore N di uscita, il circuito che lo ha generato si è praticamente riportato nella condizione di riposo ed è come se il generatore stesso fosse sostanzialmente spento. Nel caso di una riflessione dell'impulso da parte di un carico applicato al bocchettone N di uscita, l'impulso riflesso raggiungerà l'ingresso della scheda elettronica che l'ha prodotto dopo circa 2 ns dall'istante in cui è partito l'impulso originario, trovando il circuito di nuovo spento. Questo accade anche per gli impulsi delle riflessioni successive, che via via tenderanno a diminuire di ampiezza fino ad

¹⁴ Vedi dati produttore HUBER + SUNHER,

<http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Cables>

esaurirsi sostanzialmente prima che il generatore si riattivi infatti, la cadenza degli impulsi è di 50 ns. In base a quanto esposto, è quindi stato possibile ragionevolmente considerare di mantenere spento il generatore durante la misura del coefficiente di riflessione.

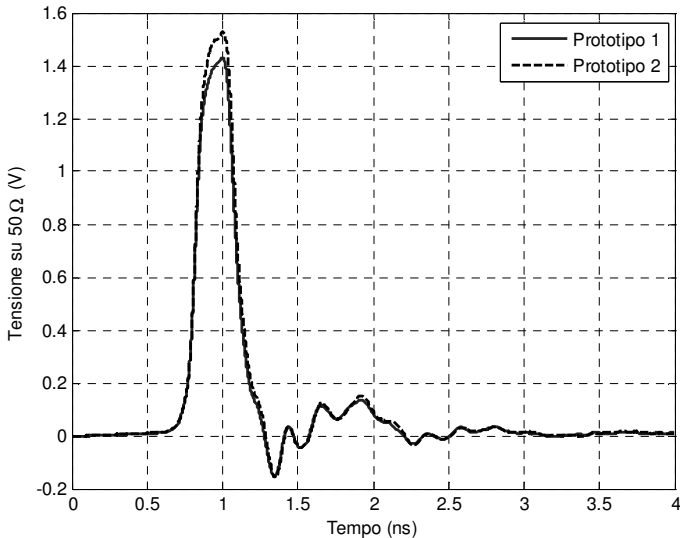


Fig. 4.3-1: Impulso generatore di pettine.

L'ampiezza delle armoniche è compresa tra -24 dBm e -42 dBm nella gamma di frequenze da 20 a 3000 MHz (vedi Fig. 4.3-2). La taratura è stata condotta presso l'Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica (INRiM) di Torino. La potenza fornita dal GP ad un carico di 50Ω è stata determinata per sostituzione impiegando come riferimento un generatore a radiofrequenza (Rohde & Schwarz mod. SML, gamma di frequenza da 9 kHz a 3,3 GHz) e come strumento di confronto un analizzatore di spettro (Rohde & Schwarz mod. FSP 13, gamma di frequenza da 9 kHz a 13 GHz). Il livello di uscita del generatore RF è stato a sua volta misurato mediante un misuratore di potenza in alta frequenza (Agilent Technologies mod. N1914A con sensore a diodo mod. 8481D, gamma di frequenza da

10 MHz a 18 GHz, dinamica da -70 dBm a -20 dBm) ed un divisore di potenza (Weinschel mod. 1870A, DC - 18 GHz) nel campo di frequenza da 20 MHz a 3 GHz. Lo scarto fra l'indicazione del misuratore di potenza e quella dell'analizzatore di spettro, a più frequenze nell'intervallo di interesse, è stato impiegato per correggere l'indicazione del livello di uscita del GP fornita dall'analizzatore di spettro. L'incertezza tipo composta sulla potenza fornita dal GP (alla temperatura di riferimento di 20 °C, tutte le righe spettrali fra 20 e 3000 MHz) è risultata di 0,14 dB, in termini di 1 scarto tipo, ed include il contributo di incertezza associato all'imperfezione del metodo di sostituzione: essenzialmente l'accuratezza del misuratore di potenza in alta frequenza, i disadattamenti tra i generatori (GP e RF) e i misuratori (analizzatore di spettro e misuratore di potenza), la linearità e l'instabilità a breve termine degli strumenti di misura. L'instabilità dell'ampiezza delle armoniche è stata valutata (vedi [32]) come 0,06 dB (1 σ), incluso l'effetto delle fluttuazioni di temperatura (tra 15 e 25 °C) e dell'alimentazione (da batterie nuove fino allo spegnimento automatico alla soglia di 5,2 V). L'incertezza tipo composta sulla potenza che il generatore fornisce ad un carico di 50 Ω , nel campo di temperatura da 15 a 25 °C, risulta allora essere $u_p = 0,15$ dB (1 σ).

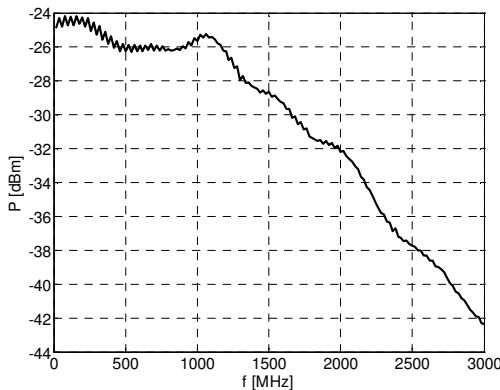


Fig. 4.3-2: Potenza del generatore di pettine GP riferita ad un carico di 50 Ω .

4.4. Valore pre-assegnato

La determinazione a-priori del valore di riferimento X del campione itinerante consiste nel determinare il valore dell'intensità del campo elettrico a 3 m di distanza dalla punta dell'antenna trasmittente AT e la sua corrispondente incertezza estesa U_X .

Per stabilire il valore pre-assegnato X , in dB ($\mu\text{V/m}$), si usa la relazione (4.20).

$$X = G_T + P - A_M + \delta M + 95.23 \quad (4.20)$$

Per il guadagno dell'antenna è stato scelto il valore di taratura G_T fornito da costruttore. L'incertezza tipo fornita dal fabbricante (Schwarzbeck Mess-Elektronik), pari a $u_G = 0,35$ dB, è ritenuta attendibile per più motivi:

1. L'incertezza tipo di taratura u_G è raffrontabile alla deviazione standard, $\sigma_{\Delta G} = 0,20$ dB, degli scarti ΔG_i fra i valori di guadagno dell'antenna G_S previsti dalle simulazioni, rispetto ai valori di taratura G_T del costruttore (vedi §0). In particolar modo, presa di riferimento la distanza $d = 3$ m, utilizzata in questa prova valutativa, dalla Tabella 4.2.4-1 relativa agli scarti ΔG_i , si vede che per questa distanza lo scarto massimo è 0,32 dB, al disotto della incertezza di taratura espansa $U_G = 2u_G = 0,7$ dB dichiarata dal costruttore.
2. L'incertezza tipo della simulazione $u_s \approx 0,5$ dB (4.19), legata alla verifica sperimentale del guadagno dell'antenna rispetto alla distanza di 1 m (§4.2.5), è raffrontabile all'incertezza tipo di taratura u_G dichiarata dal costruttore.
3. Non per ultimo, per l'autorevolezza del fabbricante stesso, acquisita grazie alla partecipazione a confronti interlaboratorio internazionali con laboratori metrologici

primari (si veda [33]). Per questo motivo si decide di utilizzare i valori di taratura G_T del guadagno forniti dal fabbricante per la determinazione del valore di riferimento pre-assegnato X del campo elettrico irradiato dal campione.

Nella relazione (4.20) di stima del valore pre-assegnato dell'intensità del campo elettrico X , P è la potenza (in dBm) di un carico di $50\ \Omega$ alimentato dal generatore di pettine GP, A_M è l'attenuazione dell'attenuatore AM tarato inserito tra l'uscita del GP e l'ingresso della AT. La quantità δM è la correzione per disadattamento, in dB ($\delta M=0$ dB, si veda [34]). Il valore dell'attenuazione dell'attenuatore AM non è noto ai laboratori ed inoltre non può essere rimosso dalla sua posizione senza rompere un sigillo. L'attenuatore, una volta montato sull'antenna trasmittente, è racchiuso da una guaina opaca (termo-restringente) in modo da rendere illeggibile l'etichetta dell'attenuatore. Pertanto i laboratori non sono in grado di predire il valore del campo elettrico irradiato dal campione, anche nel caso che riconoscano il modello commerciale dell'antenna trasmittente AT e misurino la potenza generata dal generatore di pettine GP. Per l'attenuatore AM (marca HP modello 8491A) è stata scelta un'attenuazione nominale di 3 dB. Tale valore risulta dal compromesso fra non attenuare eccessivamente il campo radiato (che deve essere ampiamente superiore al minimo segnale misurabile dal laboratorio) e deviare il campo elettromagnetico generato di un'entità apprezzabile (almeno comparabile con l'incertezza di misura del Laboratorio) da quello che si otterrebbe senza attenuazione.

Da misure della perdita d'inserzione dell'attenuatore mascherato effettuate con l'analizzatore di spettro Advantest R3162, risulta che, nell'intervallo di frequenza 200-3000 MHz, l'attenuazione media di tale attenuatore è pari ad $A_M = 3,07$ dB e la massima deviazione (assoluta) da A_M è 0,06 dB. Il coefficiente di riflessione $|\Gamma_A|$ è, in base al rapporto di taratura di HP, inferiore a 0,034.

L'aumento dell'incertezza associato all'incertezza sull'attenuazione dell'attenuatore si può stimare associando una densità di probabilità rettangolare al valore dell'attenuazione. Tale densità di probabilità rettangolare è centrata su 3,07 dB e di semi-ampiezza pari a 0,06 dB, da cui si deduce uno scarto tipo di $u_A = 0,04$ dB (si veda CEI UNI ENV 13005 [31]). Si tratta di un'ipotesi peggiorativa: infatti lo scarto tipo sperimentale dei 1001 dati di attenuazione misurati è 0,03 dB (inferiore a 0,04 dB).

L'incertezza tipo per disadattamento u_M fra l'antenna trasmittente AT ed il generatore di pettine GP, con la presenza dell'attenuatore mascherato AM descritto, secondo [28], viene espressa dalla relazione (4.21) in cui si è trascurato il contributo.

$$u_M = \frac{8,686}{\sqrt{2}} \sqrt{(|\Gamma_{GP}| |\Gamma_A|)^2 + (|\Gamma_{AT}| |\Gamma_A|)^2 + (|\Gamma_{GP}| |\Gamma_{AT}| |S_{21}|)^2} = 0,24 \text{ dB} \quad (4.21)$$

Dove S_{21} rappresenta il modulo del parametro di scattering relativo al trasferimento diretto dell'attenuatore AM, ricavato dalla (4.22).

$$|S_{21}| = 10^{-\frac{A_M}{20}} = 0,702 \quad (4.22)$$

L'incertezza tipo composta u_X sul valore di taratura del campo elettrico X (valore pre-assegnato) sarà quindi data dalla somma in quadratura (vedi CEI UNI ENV 13005 [31]) dei seguenti contributi:

- i) Incertezza tipo associata alla potenza che il GP fornisce ad un carico di 50Ω (instabilità righe 0,06 dB inclusa):
 $u_P = 0,15$ dB
- ii) Incertezza tipo associata alla taratura della AT (dichiarata dal fabbricante): $u_G = 0,35$ dB
- iii) Incertezza tipo associata al disadattamento fra GP e AT: $u_M = 0,24$ dB.
- iv) Incertezza tipo associata all'attenuazione dell'attenuatore: $u_A = 0,04$ dB.

L'incertezza tipo composta u sarà allora data dalla (4.23),

$$u_x = \sqrt{u_p^2 + u_G^2 + u_M^2 + u_A^2} = 0,45 \text{ dB} \quad (4.23)$$

e l'incertezza estesa U_x relativa al valore pre-assegnato X dell'intensità del campo elettrico sarà corrispondente alla relazione (4.24), avendo scelto un fattore di copertura $k = 2$ (a cui corrisponde una probabilità di copertura di circa 95% assumendo una distribuzione normale).

$$U_x = 2u_x = 0,9 \text{ dB} \quad (4.24)$$

4.5. Selezione delle statistiche di prestazione

I metodi statistici che raccomanda la norma ISO/IEC 17043:2010 “Valutazione di conformità – Requisiti generali per le prove valutative” [2] per l'analisi dei risultati delle misure, sono specificate nella norma ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23]. Tali metodi statistici sono robusti, cioè con buone proprietà di stabilità in presenza di deviazioni dal modello probabilistico prescelto. Robustezza implica, in particolare, che la media robusta x^* e la dispersione robusta s^* calcolate dai risultati delle misure sono scarsamente sensibili ai valori anomali (outliers). Questa è una caratteristica importante, dal momento che la partecipazione alla prova valutativa è stata aperta sia ai laboratori accreditati che a quelli non accreditati.

La scelta delle statistiche di prestazione è stata dettata dalla necessità di soddisfare diverse esigenze, alcune antagoniste fra loro:

- Tener conto della valutazione di incertezza di misura prodotta dai laboratori, per poterne valutare l'attendibilità attraverso una verifica complementare all'analisi documentale condotta dall'organismo di accreditamento;

- Fornire ai Laboratori informazioni circa la loro prestazione in relazione a quella degli altri Laboratori partecipanti;
- Fornire ai Laboratori informazioni circa la loro prestazione in termini assoluti;
- Fornire ai Laboratori informazioni di immediata interpretazione e diretto impiego ai fini del miglioramento delle procedure di misura e della valutazione di incertezza;
- Evitare l'uso di statistiche sensibili ai dati anomali e quindi il ricorso a criteri di reiezione dei dati sperimentali;
- Possibilità di applicazione dello schema a Laboratori non accreditati, per i quali, fra l'altro, non si può assumere che la valutazione di incertezza sia stata sottoposta a verifica da parte di terzi.

I metodi statistici devono essere appropriati per la situazione specifica in esame. Avendo questo in mente, sono state selezionate dalla norma ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23] tre statistiche per la valutazione delle prestazioni dei laboratori. Due statistiche di prestazione, cioè ζ e z , hanno lo scopo di descrivere quantitativamente le prestazioni di ogni laboratorio attraverso il confronto tra il risultato della misura prodotta dal laboratorio stesso rispetto ai valori di riferimento X e x^* . Una terza statistica di prestazione è stata scelta per valutare quantitativamente la prestazione del coordinatore nel pre-assegnare il valore di riferimento X confrontato con x^* .

4.5.1. Statistica di prestazione ζ

La procedura di analisi basata sulla statistica di prestazione ζ (§7.7 di ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23]) prevede il confronto fra il risultato di misura x_i fornito dall' i -esimo laboratorio ed il valore X pre-assegnato dal coordinatore. L'incertezza tipo associata ad x_i è

$u_{xi} = (U_{lab})_i / 2$ dove $(U_{lab})_i$, in dB, è l'incertezza estesa dichiarata dal Laboratorio i-esimo. Il coordinatore calcola la seguente misura ζ_i di scarto relativo fra x_i e X secondo la relazione (4.25).

$$\zeta_i = \frac{x_i - X}{\sqrt{u_{xi}^2 + u_X^2}} \quad (4.25)$$

Il valore di ζ_i viene calcolato per ciascun Laboratorio e per ciascuna frequenza indagata. Al Laboratorio i-esimo quindi corrisponderanno tanti valori di ζ_i quante sono le frequenze indagate (5 frequenze e quindi 5 valori). Il risultato di misura fornito dal laboratorio i-esimo darà un *segnale di attenzione* se, almeno per una frequenza, si ha $|\zeta_i| > 2$. Si avrà invece un *segnale di azione* se $|\zeta_i| > 3$. Se per tutte le frequenze si ha $|\zeta_i| \leq 2$ il risultato di misura fornito dal Laboratorio i-esimo non fornisce evidenza di alcuna criticità.

4.5.2. Statistica di prestazione z

La procedura di analisi basata sulla statistica di prestazione z (§7.4 di ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23]) prevede il confronto fra il risultato di misura x_i fornito l'i-esimo laboratorio ed il valore medio robusto x^* ottenuto combinando in maniera opportuna i risultati di misura forniti dai laboratori partecipanti.

Il coordinatore calcola la seguente misura z_i di scarto relativo fra il x_i e x^* secondo la relazione (4.26):

$$z_i = \frac{x_i - x^*}{s^*} \quad (4.26)$$

dove s^* è la stima della dispersione (scarto tipo) degli x_i attorno a x^* , anch'essa ottenuta combinando opportunamente i risultati di

misura forniti dai laboratori partecipanti. Il valore di z_i viene calcolato per ciascun laboratorio e per ciascuna frequenza indagata. Al laboratorio i -esimo quindi corrisponderanno tanti valori di z_i quante sono le frequenze indagate. Il risultato di misura fornito dal laboratorio i -esimo darà un *segnale di attenzione* se, almeno per una frequenza, si ha $|z| > 2$. Si avrà invece un *segnale di azione* se $|z| > 3$. Se per tutte le frequenze si ha $|z| \leq 2$ il risultato di misura fornito dal Laboratorio i -esimo non fornisce evidenza di alcuna criticità.

Il valore di x^* e di s^* sono stati ottenuti mediante l'algoritmo A riportato in §5.6.1 e Allegato C della ISO 13528:2005 "Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison" [23]). Al primo passo di iterazione si ha:

$$x^* = \text{mediana di } x_i \quad (i = 1, 2, \dots, p) \quad (4.27)$$

e

$$s^* = 1,483 \cdot \left\{ \text{mediana di } |x_i - x^*| \right\} \quad (i = 1, 2, \dots, p) \quad (4.28)$$

La convergenza della (4.27) e della (4.28) viene presunta, secondo Algoritmo A della ISO 13528:2005 "Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison" [23], quando non vi è alcun cambiamento da un'iterazione all'altra nella terza cifra significativa del valore calcolato. Pertanto, nel nostro caso, la convergenza viene presunta se il cambiamento è inferiore a 0,01 dB.

Si noti che poiché la casualità dei risultati di misura è originata dalla sovrapposizione di diverse fonti indipendenti di variabilità di valori comparabili quindi, a causa del teorema limite centrale, l'ipotesi che la distribuzione sia normale è ragionevole. Allo stesso tempo, l'ipotesi non è critica a causa della robustezza dei metodi statistici adottati.

Le due statistiche ζ e z forniscono informazioni complementari. Infatti poiché in pratica l'incertezza tipo u_x con cui si dichiara il valore assegnato X è piccola rispetto all'incertezza tipo u_{xi} con cui il laboratorio dichiara il risultato di misura x_i e poiché c'è da attendersi che la media dei risultati di misura forniti dai partecipanti x^* non si discosti molto dal valore X pre-assegnato, risulterà dalle (4.25) e (4.26) che:

$$\zeta_i \approx \frac{x_i - X}{u_{xi}} \quad (4.29)$$

e

$$z_i \approx \frac{x_i - X}{s^*} \quad (4.30)$$

Quindi, osservando le (4.29) e (4.30), è evidente che confrontare ζ_i con z_i equivale a confrontare u_{xi} con s^* . In particolare se non risulta $u_{xi} \approx s^*$ una statistica può fornire, per lo stesso laboratorio, un segnale di attenzione o di azione ma l'altra no. Ciò può verificarsi quando, ad esempio, il laboratorio sovrastima o sottostima la propria incertezza oppure quando, pur essendo adeguatamente stimata l'incertezza u_{xi} , il laboratorio produce risultati di misura di qualità apprezzabilmente inferiore rispetto agli altri laboratori (u_{xi} apprezzabilmente maggiore di s^*).

L'impiego della statistica di prestazione ζ , nello schema della prova valutativa, presuppone che sia attivo un efficace meccanismo per la validazione delle stime di incertezza prodotte dai Laboratori (§7.7.2 di ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23]). Dato che tale meccanismo è attivo solo per i laboratori che sono sottoposti a valutazione ai fini dell'accreditamento secondo la norma ISO/IEC 17025:2005 “Requisiti generali per la competenza dei Laboratori di prova e di taratura” [1], è necessario affiancare alla

statistica di prestazione ζ la statistica di prestazione z , che non fa uso della valutazione di incertezza dei laboratori.

4.5.3. Statistica di prestazione z'

E' opportuno che il coordinatore valuti, frequenza per frequenza, lo scarto fra il valore assegnato dal coordinatore stesso, X , e la media robusta x^* dei risultati di misura ottenuti dai laboratori. La statistica impiegata per questo controllo è la seguente (§5.7 di ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23]):

$$z' = \frac{x^* - X}{\sqrt{\frac{(1,25s^*)^2}{p} + u_x^2}} \quad (4.31)$$

Il risultato del confronto fra x^* e X darà un segnale di attenzione se, almeno per una frequenza, si ha $|z'| > 2$. Si avrà invece un segnale di azione se $|z'| > 3$. Se per tutte le frequenze si ha $|z'| \leq 2$ il risultato del confronto fra x^* e X non fornisce evidenza di alcuna criticità.

Attraverso l'uso della statistica prestazione z' il coordinatore può evidenziare la presenza di una possibile polarizzazione che influenzare il valore di riferimento pre-assegnato X (a causa di un effetto sistematico non corretto), oppure che interessi i risultati di misura ottenuti dai laboratori (perché inerente al metodo di misura della prova valutativa). Un segnale di attenzione o di azione può essere generato anche se si ha una sottovalutazione dell'incertezza tipo u_x assegnata a valore di riferimento X .

È interessante osservare che il fattore 1,25 che appare al denominatore della (4.31) rappresenta il rapporto tra la deviazione standard della mediana e la deviazione standard della media (vedere

la nota al punto 5.5.2 di ISO 13528:2005 “Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison” [23]). Pertanto x^* e s^*/\sqrt{p} vengono interpretati rispettivamente come mediana e deviazione standard della media dei risultati di misura.

4.6. Verifiche sul campione

I laboratori partecipanti alla prova, preliminarmente all'esecuzione delle misure, hanno dovuto verificare che la potenza erogata dal GP, determinata con un ricevitore di misura standard di radiodisturbi conforme alla norma CISPR 16-1-1:2010 [35], riferita ad un segnale sinusoidale, fosse corrispondente ai valori di P_{rif} indicati in Tabella 4.6-1 con una tolleranza di 2,5 dB. Questo controllo è reso necessario al fine di escludere che il GP si fosse danneggiato durante il trasporto. Si è ritenuto opportuno far eseguire al laboratorio solo la verifica sul generatore di pettine perché è l'elemento più delicato del campione.

Tabella 4.6-1: Valori della potenza di riferimento per il controllo del generatore di pettine.

f [MHz]	P_{rif} [dBm]
500	-26,4
1000	-25,8
1500	-28,9
2000	-32,5
2500	-37,8
3000	-42,7

Il campione itinerante, al ritorno dall'ultimo Laboratorio che ha fatto la misura, è stato sottoposto alle seguenti verifiche :

- a) Verifica dell'integrità meccanica generale del GP, ed in particolare dei contatti a molla del “pin” centrale femmina del connettore e verifica della potenza che il GP fornisce ad un carico di 50 Ω . Per la verifica della potenza è stato impiegato l'analizzatore di spettro Advantest R3162. Si avvia la verifica

con una fase di “warm-up” dell’analizzatore di spettro di almeno 1 ora, e quindi si lancia la procedura di autocalibrazione. Conclusa la fase di autocalibrazione si connette all’ingresso dell’analizzatore di spettro il DC block di corredo, quindi l’attenuatore da 10 dB HP 8491A e infine il GP all’attenuatore per tramite dell’adattatore N maschio – N maschio che viene fatto circolare assieme al campione. Le impostazioni dell’analizzatore di spettro sono le seguenti:

- Frequenze di sintonia: vedi Tabella 4.6-2
- Intervallo di frequenza esplorato: 300 kHz
- Banda di risoluzione: 30 kHz
- Banda filtro video: 30 kHz
- Tempo di scansione: 20 ms
- Livello di riferimento: -30 dBm
- Scala verticale: logaritmica, 5 dB/
- Attenuazione interna: 10 dB
- Medie video: 100
- Rivelatore: Normal

Tabella 4.6-2: Stima di P_r della potenza letta dallo strumento Advantest R3162

f [MHz]	P_r [dBm]
200	-34,64
400	-35,56
600	-36,18
800	-36,28
1000	-35,75
1500	-38,94
2000	-42,52
2500	-47,77
3000	-52,65

Si sono registrate le letture alle frequenze di Tabella 4.6-2 ed è stato verificato che lo scostamento dai valori di riferimento P_r , fosse al massimo +/- 0,2 dB.

- b) Verifica dell'integrità meccanica ed elettrica della AT. In primo luogo è stata fatta un'ispezione visiva dell'AT per verificare che gli elementi radianti e i profilati rettangolari a cui sono fissati non abbiano subito danni e siano ben diritti. È stato verificato quindi il serraggio delle viti che fissano gli elementi radianti ai profilati rettangolari ed è stata accerta l'eventuale presenza di sporco e ossido procedendo alla pulizia, se necessario. Con un tester è stato verificato che il polo interno del connettore N sia connesso ad uno dei due trafilati ma non all'altro. Lo stesso deve essere verificato per il polo esterno ma con il ruolo dei due trafilati scambiato rispetto al polo interno. È stato verificato, sempre con il tester, che fra i due poli del connettore N vi sia un circuito aperto.

4.7. Risultati

La prova valutativa si è svolta in Italia, da Luglio 2012 a Maggio 2013 ed hanno partecipato 15 laboratori, fornendo complessivamente 19 set di dati, riportati in Appendice A. La maggior parte sono stati in grado di eseguire le cinque misure richieste. Solo due laboratori non hanno fornito risultati di misura ad alta frequenza: infatti il ricevitore del Laboratorio 7 non ha permesso di raggiungere i 2.900 MHz e la camera del Lab. 19 aveva solo piastrelle di ferrite sul soffitto, pavimento e pareti (assenza assorbitori piramidali il che implica scarso assorbimento a frequenze superiori a 1 GHz).

Undici laboratori non hanno mostrato segnali di attenzione o di azione, mentre il peggior risultato per un laboratorio riporta cinque segnali di azione e un segnale di attenzione. Su di un numero complessivo di 91 risultati di misura ci sono stati complessivamente 22 segnali di attenzione o di azione. Ciò significa che la maggior parte dei risultati di misura sono rientrati in un intervallo di scostamento relativo accettabile rispetto ai corrispondenti valori di riferimento X e x^* , confermando così che la prova valutativa è stata ben progettata e che i laboratori, in media, sono stati in grado di tenere sotto controllo il processo di misura.

Una sintesi quantitativa dei risultati di misura dell'intensità del campo elettrico è riportata in Tabella 4.7-2. L'intensità del campo elettrico si estende nell'intervallo di 15,4 dB compreso tra 57,0 dB ($\mu\text{V/m}$) e 72,4 dB ($\mu\text{V/m}$), vale a dire valori confrontabili con i limiti di emissione per i prodotti commerciali. La deviazione massima tra x^* ed X è pari a 0,6 dB a 2900 MHz. s^* è da due a cinque volte u_x . Ciò significa che l'incertezza con cui il coordinatore ha assegnato il valore di riferimento X è piccola se confrontato con la capacità media di misura dei laboratori.

Tabella 4.7-1: Sintesi dei risultati della prova valutativa 200 - 3000 MHz

Lab. #	Misure #	ζ		z	
		ATTENZ. (*)	AZIONE (*)	ATTENZ. (*)	AZIONE (*)
1	5	-	-	-	-
2	5	-	-	-	-
3	5	-	2900	-	2900
4	5	-	-	-	-
5	5	-	-	-	-
6	5	-	-	-	-
7	4	-	-	-	-
8	5	-	-	-	-
9	5	-	-	-	-
10	5	2900	-	1100, 2900	-
11	5	-	-	-	-
12	5	-	-	-	-
13	5	2200	1100, 2900	-	1100, 2200, 2900
14	5	-	2900	-	2900
15	5	-	-	-	-
16	5	260		260	
17	5	-	-	-	1100
18	5	-	-	260, 1100, 2900	560
19	2	260	-	260	-
TOTALE	91	4	4	7	7
(*) Frequenza, espresso in MHz, alla quale i laboratori hanno ricevuto segnali di attenzione / azione.					

Tabella 4.7-2: Comparazione fra i valori di riferimento pre-assegnati e stima robusta

f MHz	X dB ($\mu\text{V/m}$)	u_X dB	x^* dB ($\mu\text{V/m}$)	s^* dB	z'
260	72.4	0.45	72.2	1.5	-0.3
560	72.8	0.45	72.9	0.9	0.3
1100	73.8	0.45	73.7	1.0	-0.1
2200	64.3	0.45	64.6	1.7	0.4
2900	57.0	0.45	57.6	2.3	0.6

I valori ottenuti della statistica z' , come ottenuti dalla (4.31) e riportati in Tabella 4.7-2, dimostrano l'assenza di polarizzazione significativa dei valori misurati. Il massimo valore di z' è 0,6 che risulta essere piccolo rispetto a 2, corrispondente alla soglia di attenzione.

In Fig. 4.7-1 è mostrato l'andamento del valore dell'intensità di campo elettrico x_i , in funzione della frequenza, misurato da ciascun laboratorio (asterischi) insieme alla media robusta x^* (linea tratteggiata). È evidente dalla Fig. 4.7-1 che la dispersione dei valori misurati a 2900 MHz è sensibilmente maggiore di quella a frequenze più basse. Inoltre, un outlier è facilmente identificabile a 1100 MHz.

Le prestazioni dei laboratori, come descritto dalla statistica ζ , sono rappresentato in Fig. 4.7-2. Sull'asse orizzontale è riportato il numero che identifica ogni laboratorio, da 1 a 19, sull'asse verticale è riportato il corrispondente valore di ζ . L'intervallo della scala verticale è compreso tra -5 e 5. Due valori superano questo intervallo, uno riferito al Lab. #13 (-9.1 a 1100 MHz) e uno al Lab. #14 (6,3 a 2900 MHz). Sono immediatamente riconoscibili i segnali di attenzione (quattro) ed i segnali di azione (quattro).

Analogamente alla Fig. 4.7-2, la Fig. 4.7-3 è dedicata a rappresentare le prestazioni dei laboratori in termini della statistica z . L'intervallo verticale è lo stesso di quello di Fig. 4.7-2 per agevolare il confronto. Un valore, a causa del Lab. #13, supera l'intervallo (-22 a 1100 MHz). Anche in questo caso i segnali di attenzione (sette) e segnali d'azione (sette) sono facilmente riconoscibili.

La statistica z sembra essere più grave se confrontata con la statistica ζ . Infatti un maggior numero di segnali di attenzione e di azione è associato alla statistica z rispetto alla statistica ζ . Questo risultato può essere facilmente spiegato come segue. Poiché X e x^* sono sostanzialmente uguali (vedi Tabella 4.7-2) la diversa severità delle due statistiche è generalmente dovuta al fatto che l'incertezza tipo u_i dichiarata dai laboratori è grande rispetto alla deviazione standard robusta s^* , vedi (4.29) e (4.30). Di conseguenza, i valori z sono solitamente più dispersi di quelli di ζ . Si veda ad esempio il

caso del Lab. #18. L'incertezza dichiarata da questo laboratorio è così grande che nessun segnale di azione o di attenzione è originato dalla statistica ζ . Tuttavia la discrepanza tra i valori misurati da questo laboratorio e s^* è così grande rispetto a s^* che la statistica z genera tre segnali di attenzione ed un segnale di azione. Risultano anche delle eccezioni. Confrontando la dispersione delle statistiche z e ζ per Lab. #15 o #16, si vede che (in Fig. 4.7-2 e 4.7-3) lo spread è maggiore per la statistica ζ rispetto alla statistica z . Ciò è dovuto al fatto che l'incertezza di misura calcolata da questi laboratori è inferiore rispetto a s^* . Si noti inoltre che il Lab. #16 sottovaluta la sua incertezza di misura ed è pagato con un segnale di attenzione della statistica ζ a 260 MHz, non rilevato dalla statistica z . Nel caso del Lab. #1 e #2, la dispersione di entrambe le statistiche è quasi la stessa, perché $u_i \approx s^*$.

Per 64 risultati di misura su 91 totali si ha $u_i/s^* > 1$ come è evidente dalla Fig. 4.7-4 dove il rapporto u_i/s^* è tracciato (scala verticale logaritmica) in funzione del numero di laboratorio. Si noti in particolare la situazione opposta di Lab. #15 e Lab. #16 (u_i piccola rispetto a s^*) rispetto al Lab. #18 (u_i grande rispetto a s^*).

La Fig. 4.7-5 e la Fig. 4.7-6, corrispondenti rispettivamente alla Fig. 4.7-2 e Fig. 4.7-3, sono ancora dedicate alla rappresentazione dei risultati in termini di statistica ζ e z ma in funzione della frequenza invece che del numero di laboratorio. Considerazioni analoghe a quelle fatte commentando le figure 4.7-2 e 4.7-3 si applicano alle figure 4.7-5 e 4.7-6 e circa la dispersione dei risultati corrispondenti alla stessa frequenza. Anche in questo caso, la dispersione della statistica z è maggiore di quella della statistica ζ perché in generale $u_i/s^* > 1$. L'aspetto peculiare è che la maggior parte dei segnali di attenzione e di azione (16 su 91, vedi Tabella 4.7-1) sono dati da misure superiori a 1 GHz. Anche se è stato effettuato un maggior numero di misure sopra 1 GHz (53 su 91) l'incidenza relativa di segnali di attenzione e di azione superiori a 1 GHz è quasi doppia di quella sotto 1 GHz (30% vs. 16%). Questo è

in parte inaspettato in quanto si ritiene comunemente che le prestazioni delle camere anecoiche siano migliori ad alta frequenza. Evidentemente altre fonti di errore sono di importanza maggiore ad alta frequenza che possono compensare l'idealità della camera. Si ipotizza principalmente l'uso di un preamplificatore esterno, l'inesperienza degli operatori su effettuare misure ad alta frequenza, scarsa qualità delle connessioni dei cavi e non preciso allineamento fra l'antenna trasmittente e ricezione.

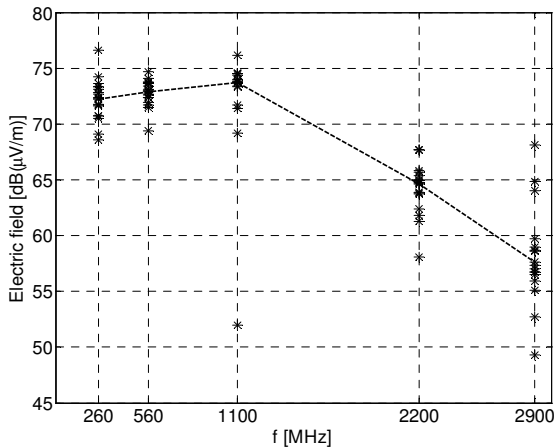


Fig. 4.7-1: Campo elettrico. (*) valori forniti dai laboratori x_i , (--) media robusta \bar{x}^* .

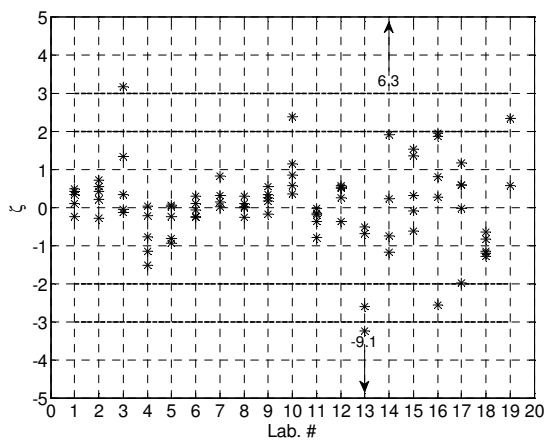


Fig. 4.7-2: Statistica ζ in funzione del numero del laboratorio.

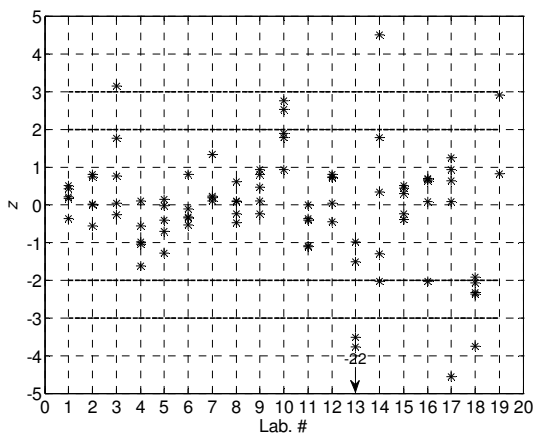


Fig. 4.7-3: Statistica z in funzione del numero del laboratorio.

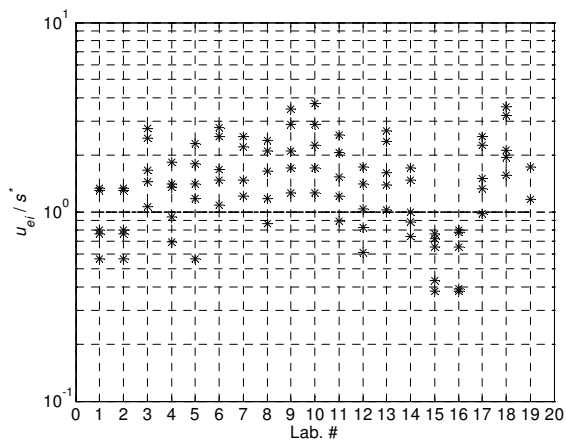


Fig. 4.7-4: Rapporto fra l'incertezza tipo u_i e la deviazione standard robusta s^* .

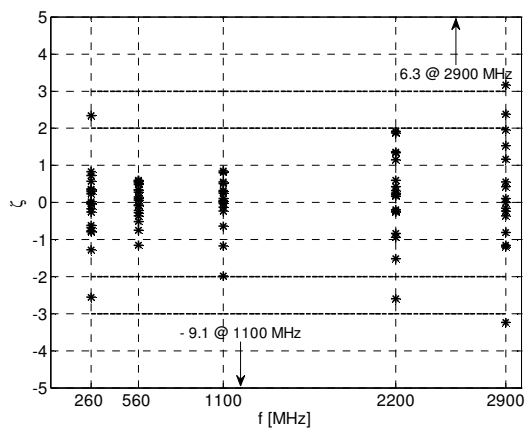


Fig. 4.7-5: Statistica ζ in funzione della frequenza.

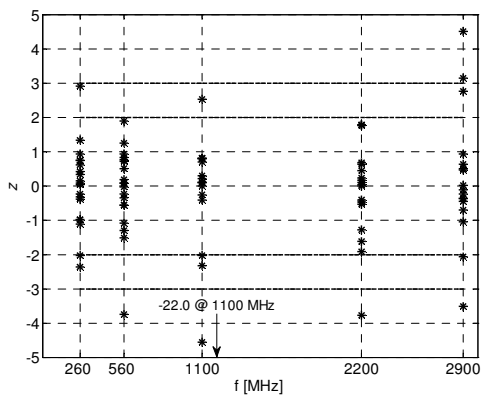


Fig. 4.7-6: Statistica z in funzione della frequenza.

pagina bianca

5. Emissioni radiate in camera anecoica e semi-anecoica fra 30 e 1000 MHz

La necessità di realizzare confronti interlaboratorio di emissioni radiate che coprissero tutte le tipologie di siti di prova indicati dalla norma CEI EN 55016-2-3:2006 [25], per frequenze da 30 a 1000 MHz, ci ha portato a progettare e realizzare la presente prova valutativa. I laboratori che potevano partecipare a questo confronto interlaboratorio quindi dovevano essere in grado di:

a) Fare misure di emissioni radiate in conformità con le modalità descritte nel §7.3 (30-1000 MHz, camere semi-anecoiche o siti di prova all'aperto, a 3 o 10 m di distanza) oppure nel §7.4 (30-1000 MHz, camere anecoiche o siti di prova all'aperto in spazio libero, a 3 m distanza) della norma CEI EN 55016-2-3 [25], nella gamma di frequenza compresa tra 30 e 1000 MHz;

b) Aver valutato l'incertezza di misura U_{lab} dei metodi di misura di cui al precedente punto a).

L'accreditamento alla norma ISO/IEC 17025 [1] non era un requisito richiesto per l'ammissione alla prova valutativa. Questo particolare è stato tenuto presente in fase di progetto della prova, in particolare riguardo per la selezione delle statistiche di prestazione, come già indicato in §4.5.

Il numero minimo di partecipanti è stato fissato a cinque, per la validità delle statistiche di prestazione, secondo la norma ISO/IEC 13528 [23]. Il numero massimo a venti, per fare in modo che la prova valutativa abbia al più una durata di un anno.

Per questa prova valutativa si è previsto l'uso di due campioni a seconda della gamma di frequenze di impiego. Infatti, dato il buon esito della prova valutativa FAR 200 - 3000 MHz (vedi §4.7), si è voluto

continuare ad usare lo stesso campione itinerante, in questo caso limitatamente alla gamma 200 - 1000 MHz. Da qui la necessità di progettare e realizzare un secondo campione che coprisse la restante parte di banda da 30 a 200 MHz. La progettazione e la realizzazione di questo secondo campione è stata guidata in primis sempre dalla necessità di prevedere con precisione il campo elettromagnetico irradiato, con il vincolo di utilizzare lo stesso generatore di pettine (GP) impiegato nella prova valutativa FAR 200 - 3000 MHz (vedi § 4.3). Visto le lunghezze d'onda in gioco da 10 a 1,5 m, necessariamente per problemi di ingombro, il campione da adottare doveva essere un radiatore corto rispetto alla lunghezza d'onda. Rimanevano sostanzialmente due possibilità: basarsi sull'uso di uno stilo, funzionante da dipolo elettrico corto oppure su di un loop funzionante come dipolo magnetico corto. La scelta è ricaduta sulla prima tipologia perché sostanzialmente di più facile realizzazione.

5.1. Scopo ed esecuzione della prova valutativa

Lo scopo della prova valutativa da parte del laboratorio in ambiente semi-anecoico (SAR) è stato quello di ottenere la migliore stima del misurando e la sua incertezza. Come misurando si è considerata la massima intensità di campo elettrico emessa dal campione, in polarizzazione verticale, alla distanza di 3 o 10 m, ad un'altezza compresa tra 1 e 4 m al di sopra del piano di massa riflettente (vedere Fig. 5.1-1 e Fig. 5.1-2). Le frequenze considerate sono: 40, 80, 120, 160 e 200MHz per il campione formato dal generatore di pettine e dallo stilo. Mentre per il campione che fa uso del generatore e dell'antenna log-periodica si considerano le frequenze di 400, 600, 800 e 1000 MHz. Nell'utilizzo del campione per la banda 30 - 200 MHz il punto di riferimento, PR, è il punto in cui l'asse dello stilo attraversa la faccia inferiore del generatore di pettine GP, vedi Fig. 5.1-1. Il punto di riferimento PR si deve trovare ad un'altezza dal piano riflettente di 140 cm (± 2 cm). Per reggere in posizione il campione (GP + stilo + pinza + asta) il laboratorio ha dovuto utilizzare un treppiede idoneo, non fornito. La pinza è collocata in posizione centrale rispetto al corpo del generatore di pettine (vedi Fig. 5.1-1). In caso di utilizzo del campione per la banda 200 - 1000 MHz il punto di riferimento PR è il punto medio

del naso dell'antenna log-periodica, Fig. 5.1-2, posto ad un'altezza di 150 cm dal piano di massa (± 2 cm) con l'uso di un idoneo treppiede, non fornito. L'antenna log-periodica, corredata di attenuatore mascherato, è stata collegata al generatore attraverso un adattatore, mentre l'antenna a stilo è stata direttamente collegata al generatore. È stato raccomandato l'utilizzo della stessa strumentazione di misura come quella di uso consueto per prove di emissione radiate nella gamma di frequenza corrispondente.

Lo scopo della prova valutativa da parte del laboratorio in ambiente anecoico (FAR) è stato quello di ottenere la migliore stima, ed incertezza del campo elettrico generato, a 3 m di distanza dal campione, in direzione di massima radiazione. Per le frequenze di 40, 80, 120, 160, 200 MHz è stato utilizzato il campione formato dallo stilo e dal generatore, come rappresentato in Fig. 5.1-4. Per le frequenze di 400, 600, 800, 1000 MHz, è stato utilizzato il campione costituito dall'antenna log-periodica e dal generatore come schematizzato in Fig. 5.1-3. Per determinare la distanza di misura dai campioni sono stati utilizzati gli stessi punti di riferimento, PR, descritti in merito al posizionamento in camera semi-anecoica. Le indicazioni di allestimento e conduzione della prova fornite ai laboratori, sono state le stesse utilizzate per la prova FAR 200-3000 MHz (vedi §4.1).

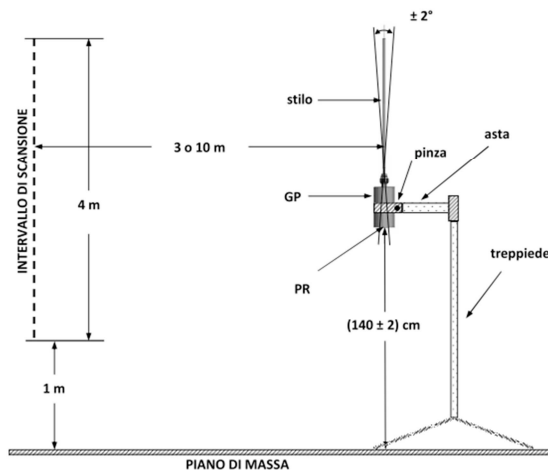


Fig. 5.1-1: Configurazione di misura per la banda da 30 a 200 MHz, camera semi-anecoica (3 or 10 m). GP = Generatore di Pettine, PR = Punto di Riferimento.

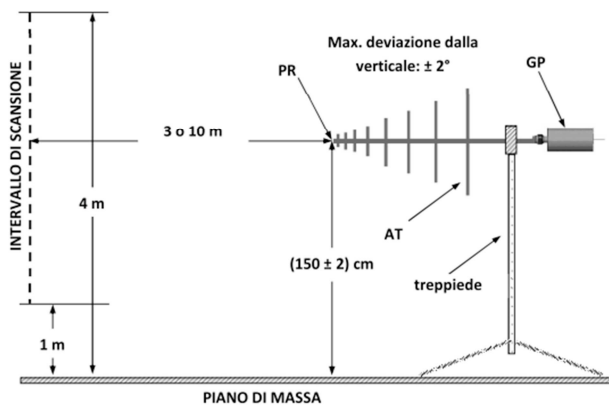


Fig. 5.1-2: Configurazione di misura per la banda da 200 a 1000 MHz, camera semi-anecoica (3 or 10 m). GP = Generatore di Pettine, PR = Punto di Riferimento, AT = Antenna Trasmittente.

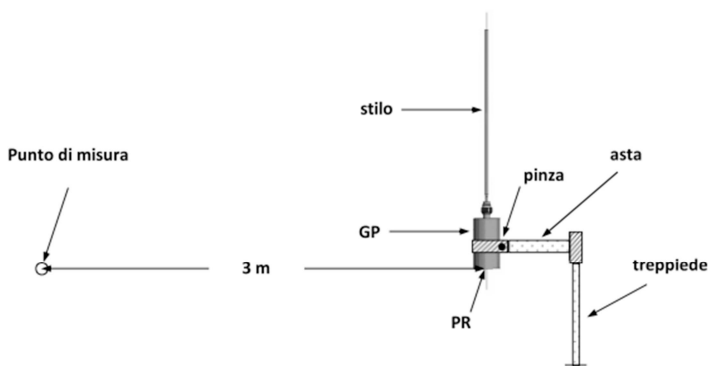


Fig. 5.1-3: Configurazione di misura per la banda da 30 a 200 MHz, camera anecoica, distanza 3 m. GP = Generatore di Pettine, PR = Punto di Riferimento.

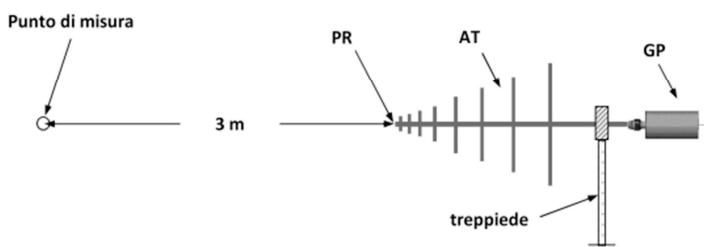


Fig. 5.1-4: Configurazione di misura per la banda da 200 a 1000 MHz, camera anecoica, distanza 3 m. GP = Generatore di Pettine, PR = Punto di Riferimento.

Lo schema di partecipazione alla prova valutativa è stato di tipo sequenziale, come schematizzato in Fig. 5.1-5. Il coordinatore ha inviato i campioni al primo laboratorio. Il primo laboratorio ha eseguito la prova e spedito i campioni al secondo laboratorio, anch'esso ha fatto lo stesso e passato i campioni al terzo laboratorio che ha rispedito i campioni al coordinatore per la verifica. La sequenza si è ripetuta fino ad esaurimento dei partecipanti. I laboratori hanno avuto una settimana a disposizione per eseguire la prova e rispeditare i campioni, il coordinatore ha avuto a disposizione una settimana per eseguire la verifica e spedire il campione al successivo laboratorio.

La scelta di eseguire la verifica, da parte del coordinatore, ogni tre prove eseguite dai laboratori, è derivata dal maggior affidamento che si è avuto, soprattutto sul generatore di pettine e sull'antenna log-periodica, che costituiscono le parti più delicate dei campioni. Questa maggior confidenza è derivata del buon esito della prova valutativa FAR 200-3000 MHz svolta.

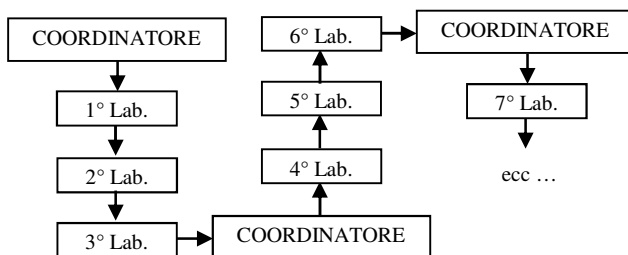


Fig. 5.1-5: Schema di partecipazione alla prova valutativa FAR/SAR 30-1000 MHz

5.2. Campione per la banda 30 - 200 MHz

Il campione studiato e progettato per la gamma 30 - 200 MHz, visibile in Fig. 5.2-1, è la combinazione di un'antenna trasmittente formata da una bacchetta di metallo (stilo) e da generatore di pettine (GP), comprende anche una pinza ed asta di sostegno. Lo stilo (vedi Fig. 5.2-2) è montato su di un connettore N con il quale si può facilmente collegare al generatore di pettine GP. Lo stilo è realizzato principalmente con un tubo di ottone del diametro di 10 mm, spessore della parete 1 mm, ed avente una lunghezza complessiva di 455 mm (circa 500 mm compreso il connettore). La parte terminale, in prossimità del connettore, è realizzata in ottone pieno ed accoppiata al tubo mediante una filettatura (si veda il particolare nella Fig. 5.2-3-a). Dalla parte opposta alla filettatura (Fig. 5.2-3-b) è stato saldato il contatto centrale di un connettore N standard maschio da cavo. Il centraggio della parte terminale dello stilo, rispetto al corpo del connettore, è assicurato da due rondelle di rexolite montate sul cilindro di ottone opportunamente sagomato. Il bloccaggio rispetto al corpo del connettore viene fatto con la ghiera serra-cavo in dotazione (Fig. 5.2-3-b).

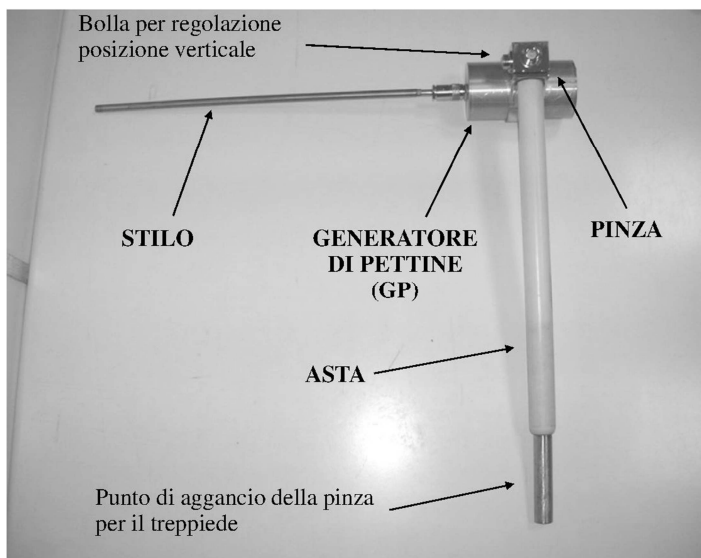


Fig. 5.2-1: Campione itinerante emissioni radiate 30 - 200 MHz.

La dimensione massima complessiva della parte radiante attiva (stilo + barattolo del generatore) risulta essere di 635 mm. La lunghezza dello stilo è stata scelta come compromesso fra due esigenze contrastanti: compattezza del campione e minimo valore dell'intensità di campo nel punto di misura, fissato a 30 dB ($\mu\text{V/m}$). Il valore minimo di campo si ha alla distanza di misura di 10 m, in camera semi-anecoica, alla frequenza minima di 40 MHz. È stato scelto questo valore di riferimento perché è il limite di emissione a 10 m previsto dalla norma CEI EN 55022:2009 [36], relativa agli apparecchi per la tecnologia dell'informazione.

Il campione itinerante per la gamma 30 - 200 MHz è un radiatore alimentato da un generatore di pettine elettricamente stabile, leggero e funzionante a batterie (vedi § 4.3) che alimenta un'antenna sostanzialmente a larga banda, in questo caso riconducibile in prima approssimazione ad un dipolo elettrico corto.



Fig. 5.2-2: Stilo del campione itinerante gamma 30 - 200 MHz

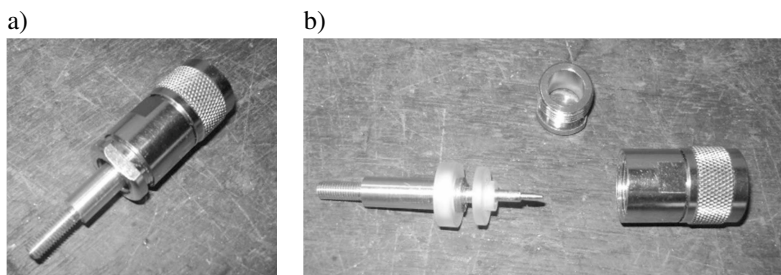


Fig. 5.2-3: Particolare del connettore dello stilo

Nel campione in oggetto non si è voluto inserire un balun per non complicare ulteriormente la stima del campo elettromagnetico prodotto dal campione itinerante, come descritto nel §3. Con questa scelta di progetto, la struttura radiante del campione quindi è formata dallo stilo, dal contenitore del generatore di pettine e di conseguenza anche dalla pinza in metallo che li sostiene (vedi Fig. 5.2-1). L'asta, di materiale dielettrico è stata comunque tenuta in conto nella simulazione, ma la sua influenza è trascurabile.

5.2.1. Simulazione campione per la gamma 30 - 200 MHz

L'ambiente elettromagnetico di riferimento, associato alla camera semi-anecoica ideale (Semi Anechoic Room, SAR), è il semispazio libero delimitato da un piano orizzontale di materiale conduttore elettrico perfetto (piano di massa). Il campione itinerante, come descritto nel § 5.1 e come schematizzato in Fig. 5.2.1-1, è considerato ad un'altezza nominale $H = 140$ cm dal piano di massa, rispetto al fondo del contenitore del generatore di pettine (per maggiore dettaglio sul posizionamenti vedere anche Fig. 5.1-1). L'asse principale dello stilo coincide con l'asse z del sistema di riferimento e l'asse principale dell'asta di sostegno è parallela all'asse x . L'origine degli assi è complanare al piano di massa.

Le simulazioni elettromagnetiche sono state eseguite con un software commerciale basato sul metodo dei momenti (MoM). Le parti di metallo del campione sono state riprodotte nel simulatore come superfici di materiale elettrico perfetto e discretizzate con patches superficiali, approssimativamente di forma triangolare equilatera, con lati di ampiezza massima pari a $\lambda_{\min} / 40$ dove $\lambda_{\min} = 1,5$ m rappresenta la lunghezza d'onda minima, corrispondente alla massima frequenza d'uso di 200 MHz. Pertanto, alla frequenza massima, l'area delle patches è minore di $\lambda_{\min}^2 / 7000$. Per l'asta di sostegno, in polivinilcloruro (PVC), è stata considerata una costante dielettrica relativa pari a $\epsilon_r = 4$ e fattore di perdita $\tan(\delta) = 0,052$ indipendentemente dal valore di frequenza [37]. Il volume dell'asta è stato discretizzato in elementi approssimativamente di forma cubica, aventi un lato di lunghezza massima pari a $\lambda_{\min} / 40$ ¹⁵. L'alimentazione è stata schematizzata come una porta di bordo (edge port) e collocata in prossimità dell'uscita del connettore dello stilo (vedi particolare in Fig. 5.2.1-2). Come circuito equivalente di alimentazione è stato considerato un generatore di tensione sinusoidale, avente un'ampiezza a vuoto di valore $V_g = 1 \text{ V}_{\text{RMS}}$, con in serie una resistenza da 50Ω .

¹⁵ Nella guida a corredo del simulatore, per ottenere una simulazione affidabile, è consigliata una dimensione massima dell'area della patch paria circa $\lambda^2/150$ e del lato del cuboide paria circa $\lambda/10$.

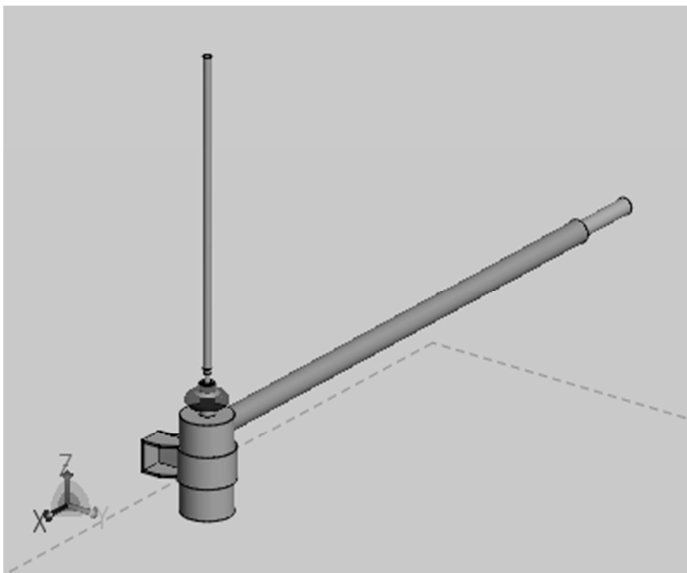


Fig. 5.2.1-1: Rappresentazione del campione SAR 30 - 200 MHz.

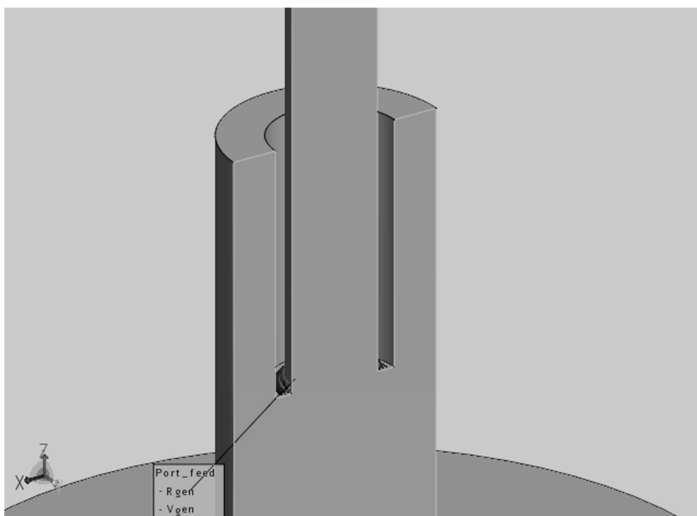


Fig. 5.2.1-2: Particolare dell'alimentazione edge-port.

Si definisce, in generale, fattore di radiazione (FR) dell'intero sistema radiante (in questo caso compreso anche il piano riflettente) il rapporto fra il valore dell'intensità della componente di campo elettrico

lungo l'asse z , E_z , nel punto desiderato, espressa in dB(μ V/m), rispetto al valore della tensione a vuoto del generatore V_g . Per il caso d'interesse si considera il massimo della componente verticale del campo elettrico E_z in direzione dell'asse x , $E_z(\varphi=0^\circ)$, ad una quota compresa fra 1 e 4 m e ad una distanza di 3 m o 10 m dall'asse dello stilo (asse z del sistema di riferimento). Quindi il fattore di radiazione del campione in oggetto, relativo al massimo valore dell'intensità della componente di campo elettrico alla distanza di 3 m, nell'ambiente elettromagnetico SAR descritto, E_{z3m}^{SAR} , è dato dalla relazione (5.1).

$$FR_{3m}^{SAR} = \frac{E_{z3m}^{SAR}}{V_g} \quad (5.1)$$

Conseguentemente per la distanza di 10 m il fattore di radiazione in ambiente SAR è definito dalla relazione (5.2).

$$FR_{10m}^{SAR} = \frac{E_{z10m}^{SAR}}{V_g} \quad (5.2)$$

Nella Tabella 5.2.1-1 vengono riportati i valori del fattore di radiazione, in ambiente SAR, in funzione della frequenza.

Per il campione impiegato in ambienti anecoici (FAR), per misura a 3 m, si è proceduto allo stesso modo come per l'ambiente SAR, tranne che per il fatto di eseguire le simulazioni in spazio libero. Si definisce un fattore di radiazione a 3 m in ambiente FAR in analogia alla definizione relativa all'ambiente SAR:

$$FR_{3m}^{FAR} = \frac{E_{z3m}^{FAR}}{V_g} \quad (5.3)$$

Tabella 5.2.1-1: Fattori di radiazione SAR a 3 m e 10 m di distanza e FAR 3 m di distanza.

f [MHz]	FR_{3m}^{SAR} [dB(1/m)]	FR_{10m}^{SAR} [dB(1/m)]	FR_{3m}^{FAR} [dB(1/m)]
40	-48,6	-56,0	-51.6
80	-36,7	-42,8	-37.7
120	-28,4	-33,4	-27.8
160	-17,0	-24,7	-18.4
200	-14,7	-24,0	-16.7

Il passo di campionamento spaziale in altezza lungo l'asse z (fra 1 e 4 m), per individuare il valore massimo di E_z , alla distanza prefissata, è stato scelto pari ad 1 cm. Si è ritenuto sufficiente questo valore perché dimezzandolo, lo scarto del valore di massimo individuato con il passo più piccolo è stato al più di 0,0003 dB rispetto ai valori riportati nella Tabella 5.2.1-1. Tale variazione è molto piccola rispetto all'incertezza tipo relativamente al valore pre-assegnato X , vedi Tabella 5.2.2-1.

5.2.2. Valore pre-assegnato per la banda da 30 a 200 MHz

Per la determinazione del valore di riferimento pre-assegnato, in relazione all'ambiente semi-anecoico (SAR) ed anecoico (FAR), nella gamma da 30 a 200 MHz, alla distanza di 3 m, X_{3m}^{SAR} , X_{3m}^{FAR} ed alla distanza di 10 m X_{10m}^{SAR} , espressi in dB(μ V/m) si utilizzano le relazioni (5.4) in cui con P , espressa in (dBm), viene indicata la potenza che il generatore di pettine GP genera su di un carico di 50 Ω (vedi § 4.3). I valori calcolati sono riportati nella Tabella 5.2.2-1.

$$\begin{aligned} X_{3m}^{SAR} &= FR_{3m}^{SAR} + P + 113 \\ X_{10m}^{SAR} &= FR_{10m}^{SAR} + P + 113 \\ X_{3m}^{FAR} &= FR_{3m}^{FAR} + P + 113 \end{aligned} \quad (5.4)$$

Tabella 5.2.2-1: Valori di riferimento pre-assegnati X , ed incertezza U_X , per SAR 30 - 200 MHz

f [MHz]	P [dBm]	X_{3m}^{SAR} [dB(μ V/m)]	X_{3m}^{SAR} [dB(μ V/m)]	X_{3m}^{FAR} [dB(μ V/m)]	U_X [dB]
40	-24,3	40.1	32.7	37.1	1,2
80	-24,2	52.1	46.0	51.1	1,2
120	-24,3	60.3	55.4	60.9	1,2
160	-24,2	71.8	64.1	70.4	1,2
200	-24,3	74.0	64.7	72.0	1,2

L'incertezza U_X , vedi eq. (5.25), associata ai valori di riferimento pre-assegnati del campo elettrico X , è stata determinata considerando i seguenti fattori più influenti, elencati per ordine di importanza:

- i) Incertezza associata alla simulazione.
- ii) Incertezza associata alla potenza P che il GP fornisce ad un carico di $50\ \Omega$ (instabilità termica inclusa, vedi § 4.3).
- iii) Incertezza tipo associata al posizionamento del campione rispetto al pavimento riflettente.
- iv) Incertezza associata al disadattamento fra generatore ed antenna.

A riguardo dell'ambiente anecoico (FAR), a rigori, non si avrebbe il contributo dell'incertezza dovuta al posizionamento (perché il pavimento è assorbente), ma vista la lieve differenza in gioco di circa 3/100 di dB, non si è ritenuto opportuno differenziare il valore di U_X da assegnare al valore di riferimento a-priori in ambiente FAR.

i) Incertezza associata alla simulazione gamma 30 - 200 MHz

Per determinare il valore dell'incertezza tipo associata alla simulazione u_s , è stato scelto di procedere alla validazione sperimentale dei risultati della simulazione elettromagnetica del campione attraverso una misura di campo vicino, come premesso nel §5.1. È importante ribadire che il problema di associare un'incertezza a una simulazione è un compito non da poco e che non esiste alcuna guida a questo proposito. Noi abbiamo dovuto fare delle scelte perché la simulazione è l'unico strumento che ci permette di prevedere il campo elettromagnetico nella varietà di ambienti e distanze per cui è previsto lo svolgimento della prova valutativa. Alla simulazione è stata attribuita un'incertezza calcolata sulla base dello scarto fra il risultato della simulazione e le misure utilizzate per la sua convalida (in campo vicino oppure in campo lontano), assieme all'incertezza delle misure stesse.

L'esperimento scelto per la valutazione dell'incertezza di simulazione u_s , prevede la misura del campo magnetico generato dal campione a pochi millimetri di distanza dallo stilo, nell'intervallo di

frequenza da 40 a 200 MHz, (vedi Fig. 5.2.2-1). Il sensore è di tipo commerciale (Philips, EMC TOOLS), è un loop schermato, a taglio centrale ([38], [39]), realizzato con un cavo coassiale avente un'impedenza caratteristica $R_0 = 50 \Omega$, con il conduttore centrale cortocircuitato allo schermo in prossimità del collo (come schematizzato in Fig. 5.2.2-6), di forma quasi toroidale come raffigurato in Fig. 5.2.2-2, avente un diametro medio di circa 3 cm e quindi avente una lunghezza della circonferenza piccola (circa 1/16) rispetto alla minima lunghezza d'onda impiegata ($\lambda_{min}=1,5$ m). Questa scelta è dovuta al fatto che il loop tende a diventare sempre più sensibile all'ambiente "esterno" via via che ci si avvicina alla frequenza di risonanza (≈ 1700 MHz), corrispondente a quella lunghezza d'onda λ_{ris} per cui la lunghezza della circonferenza è circa $\lambda_{ris}/2$.

Il loop è distanziato 5 mm dallo stilo (vedi quota w_s di Fig. 5.2.2-5-a) ed è stato vincolato alla struttura (stilo + generatore di pettine), come visibile in Fig. 5.2.2-1, per ridurre il più possibile gli spostamenti e quindi rendere la misura più riproducibile. La posizione del loop lungo corrisponde a quella dove la corrente ha il massimo (individuata dalle simulazioni, che non cambia significativamente con la frequenza) in modo da ridurre l'errore dovuto al posizionamento e massimizzare l'intensità del segnale ricevuto. Il loop è complanare allo stilo, perché sia il massimo accoppiamento magnetico, ed il gambo, come il cavo a cui è collegato (vedi Fig. 5.2.2-3), è ortogonale allo stilo per ridurre al minimo lo sbilanciamento dell'accoppiamento elettrico, riducendo così la componente di modo comune, come riportato in [38]. La scelta di utilizzare un loop a taglio centrale, quindi avente una struttura simmetrica rispetto al gambo, è legata a questa ragione.

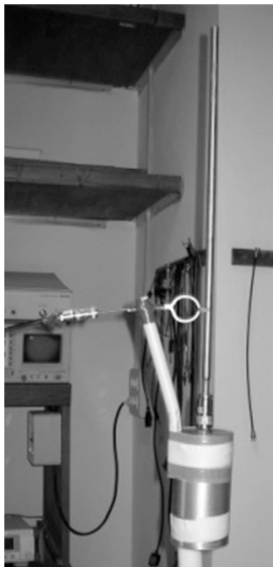


Fig. 5.2.2-1: Particolare di montaggio del loop sullo stilo per la misura in campo vicino.



Fig. 5.2.2-2: Sensore di campo magnetico (Philips, EMC TOOLS).



Fig. 5.2.2-3: Schema di misura in campo vicino per la validazione numerica delle simulazioni del campione di campo elettromagnetico nella banda 30 - 200 MHz.

La reiezione al campo elettrico è stata provata ruotando il loop di 90° lungo l'asse del gambo, quindi disponendo il sensore ortogonale rispetto alla posizione di massimo accoppiamento magnetico. In questo modo si è osservato una reiezione minima di 25 dB, alla frequenza massima di 200 MHz. In aggiunta, visto il debole accoppiamento magnetico, quindi più precisamente una corrispondente alta attenuazione, si è avuto cura a minimizzare l'impedenza di trasferimento del cavo coassiale di connessione fra il loop ed il ricevitore. A tale scopo, è stato utilizzato un cavo coassiale a doppia calza, tipo RG223. Sfortunatamente il connettore del loop, quindi anche quello del cavo, sono del tipo BNC, non proprio il tipo più adatto quando è necessaria

una bassa impedenza di trasferimento dei cavi. Per ridurre l'incertezza dovuta al disadattamento [28], è stato inserito, fra ricevitore e sensore, all'uscita del loop un attenuatore da 6 dB (vedi Fig. 5.2.2-10 e Fig. 5.2.2-11).

La validazione della simulazione elettromagnetica è stata fatta comparando i risultati fra la perdita di inserzione misurata, IL_M , con quella calcolata tramite simulazione, IL_C , fra l'ingresso dell'antenna a stilo (uscita del generatore di pettine, Porta 1, vedi Fig. 5.2.2-11) e l'uscita del sensore di campo (loop, Porta 2).

Il modello utilizzato per la simulazione della perdita d'inserzione IL_C è costituito dalla struttura radiante del campione (stilo + corpo del generatore di pettine GP) e dal sensore magnetico (loop) come rappresentato in Fig. 5.2.2-4. Il loop simulato ha forma toroidale, con una superficie interna A_e (vedi particolare Fig. 5.2.2-5-a) equivalente alla superficie interna del loop effettivamente impiegato (vedi particolare Fig. 5.2.2-5-b), raggio equivalente $r_e = 13,6$ mm ed un diametro medio del conduttore $d_c = 2,7$ mm. Queste dimensioni sono derivate dall'analisi geometrica condotta sulla sonda a loop utilizzata, come raffigurata in Fig. 5.2.2-2 e come riportato in Appendice D.

La scelta di adoperare per le simulazioni un loop perfettamente toroidale è dovuta al fatto che, sul simulatore elettromagnetico impiegato, non è possibile descrivere forme geometriche arbitrarie. Da qui è nata la necessità di approssimare ad un toroide la forma del sensore. Come parametro base di riferimento è stata scelta l'area A_e della superficie interna della sonda (Fig. 5.2.2-5-a) visto che la tensione indotta nel loop è, in prima approssimazione, all'incirca proporzionale a tale sezione indipendentemente dalla sua forma. Questo è tanto più vero quanto tanto più piccola è la sonda rispetto alla lunghezza d'onda della frequenza del campo magnetico da misurare e rispetto alle dimensioni della sorgente che lo emette.

La struttura utilizzata per la rappresentazione del sensore di campo magnetico è visibile in Fig. 5.2.2-6-a, ed in Fig. 5.2.2-6-b è riportato il suo circuito equivalente [38], [39]. Il generatore V_{LOOP} e l'impedenza

Z_{LOOP} rappresentano il circuito equivalente, tipo serie, del loop. Nella simulazione elettromagnetica sono state considerate solo due strutture radianti: il loop, trascurando il gambo che lo supporta, ed il generatore campione come riportato in Fig. 5.2.2-4.

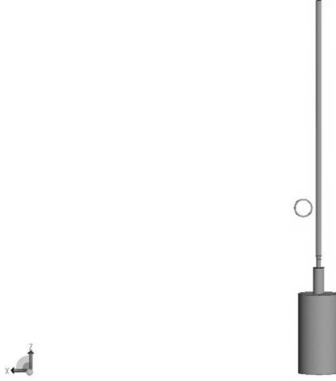


Fig. 5.2.2-4: Modello elettromagnetico utilizzato per valutare la perdita di inserzione IL_C .

La linea coassiale in cortocircuito (“cavo coassiale tratto 2” di Fig. 5.2.2-6-b), di impedenza caratteristica R_0 pari a $50\ \Omega$, ipotizzata senza perdite, è stata tenuta in conto tramite la sua impedenza equivalente X_{CC} , mostrata alla “sez. B”. Se si indica con ℓ_{CC} la lunghezza di tale linea, è possibile esprimere X_{CC} tramite la relazione (5.5), in cui ℓ_{CC} è stata ricavata dalla (5.6), dove k_f rappresenta il fattore di velocità di propagazione della linea.

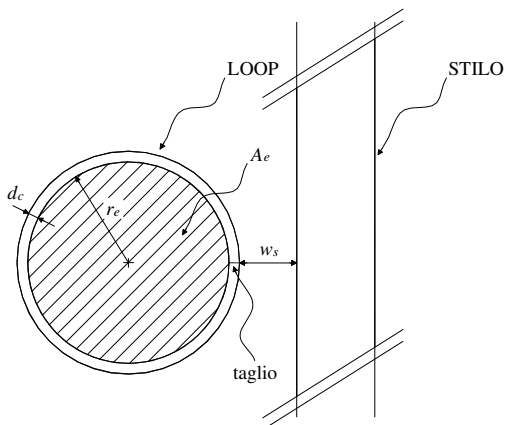
$$X_{CC} = R_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \ell_{CC}\right) = R_0 \tan\left(\frac{2\pi}{k_f c_0} f \ell_{CC}\right) = R_0 \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_p}\right) \quad (5.5)$$

$$\ell_{CC} = \frac{c_0 k_f}{4 f_p} \quad (5.6)$$

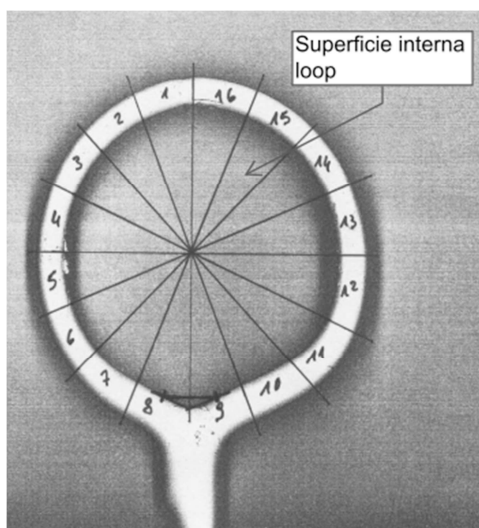
Con f_p è stato indicato il valore di frequenza alla quale la linea in cortocircuito risuona a $\lambda/4$, mostrando un'impedenza X_{CC} tendenzialmente infinita al suo ingresso ("sez. B"). La determinazione di f_p è stata ottenuta utilizzando il loop in oggetto di indagine (Philips, EMC TOOLS di Fig. 5.2.2-2) accoppiato ad un altro loop ausiliario dello stesso tipo, però di diametro più piccolo (circa 1 cm, vedi Fig. 5.2.2-7) ed analizzando l'andamento della loro perdita di inserzione IL_{LOOPS} , raffigurata in Fig. 5.2.2-8. La perdita di inserzione IL_{LOOPS} è stata determinata con l'ausilio dell'analizzatore di spettro ADVANTEST R3162, dotato di tracking generator. La disposizione dei due loops è riportata in Fig. 5.2.2-7. Il loop ausiliario è stato utilizzato in trasmissione, collegandolo al tracking generator. Il loop in oggetto di studio, sotto test, è stato collegato all'analizzatore di spettro. Fra i loops ed i cavi coassiali di collegamento sono stati interposti degli attenuatori, 3 dB in ingresso al loop ausiliario e 6 dB in uscita al loop sotto test per ridurre le riflessioni dovute al disadattamento. Dall'andamento della perdita di inserzione IL_{LOOPS} di Fig. 5.2.2-8, si osserva che alla frequenza f_p di 978 MHz si ha un profondo minimo, segno che l'impedenza equivalente X_{CC} , mostrata dalla linea coassiale in cortocircuito del loop sotto test, assume valori tendenti all'infinito. Questo significa che alla frequenza f_p la sua lunghezza elettrica è pari a $\lambda/4$. Si esclude che nell'intorno di f_p risuoni il loop ausiliario perché le sue dimensioni sono circa 1/3 di quelle del loop d'interesse e quindi anche la frequenza di risonanza di questo loop più piccolo sarà circa 3 volte più alta. Inoltre, applicando la formula (5.6), considerando un fattore di velocità $k_f = 0,69$ tipico dei cavi coassiali con dielettrico in PTFE¹⁶ come il tipo RG178, si ottiene un valore di ℓ_{CC} pari a 53 mm, compatibile con le dimensioni del loop in esame. Infatti la lunghezza della sua semicirconferenza è pari a 47 mm, valutata sull'asse mediana del conduttore del modello di Fig. 5.2.2-5-a. Inoltre è da considerare che il tratto di cavo coassiale in cortocircuito del loop non termina

¹⁶ Vedi dati produttore HUBER + SUNHER, <http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Cables>

esattamente al collo dell'anello, ma è leggermente più lungo di circa mezzo centimetro, come visibile in Fig. 5.2.2-2.



a)



b)

Fig. 5.2.2-5: a) Particolare geometrico del loop impiegato per la simulazione. b) Fotocopia del loop (Philips, EMC TOOLS), utilizzato per le misure.

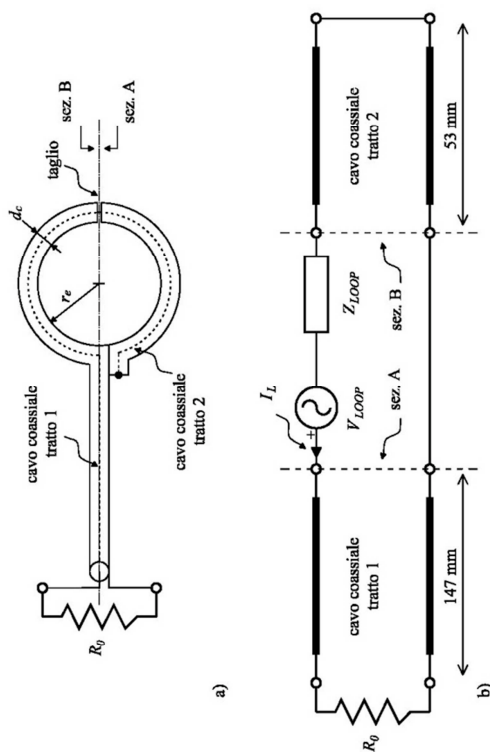


Fig. 5.2.2-6: Schematizzazione del sensore di campo magnetico utilizzato per il calcolo della perdita di inserzione IL_C . a) Struttura costruttiva. b) Circuito equivalente.



Fig. 5.2.2-7: Set-up per la misura della perdita di inserzione IL_{LOOPS} .

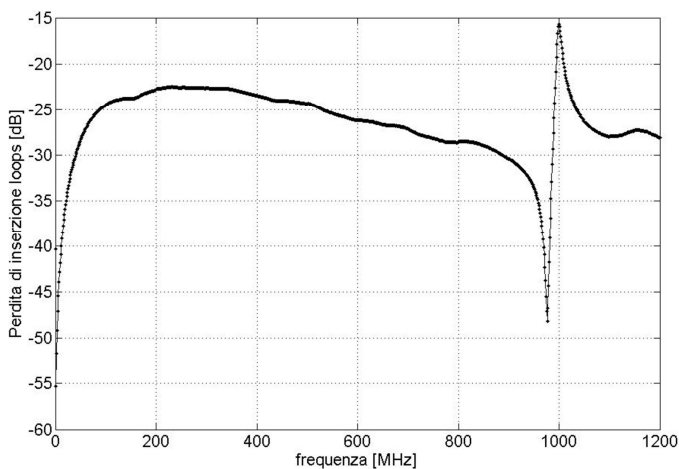


Fig. 5.2.2-8: Perdita di inserzione IL_{LOOPS} .

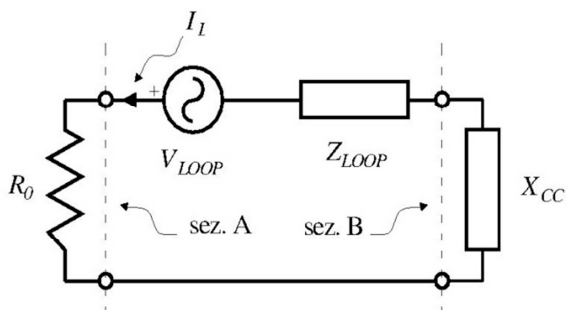


Fig. 5.2.2-9: Circuito equivalente semplificato del sensore di campo magnetico.

In Fig. 5.2.2-9 è stato riportato il circuito equivalente del loop semplificato di Fig. 5.2.2-6-b, in cui i tratti di linee coassiale 1 e 2 sono stati sostituiti con le loro impedenze equivalenti, rispettivamente R_0 e X_{CC} . Nella simulazione elettromagnetica della struttura

loop + stilo + GP (vedi Fig. 5.2.2-4 e Fig. 5.2.2-5-a) è stato tenuto in conto del circuito equivalente del sensore di campo magnetico di Fig. 5.2.2-9 considerando che al taglio del loop (vedi Fig. 5.2.2-5-a e Fig. 5.2.2-6-a) sia presente un carico equivalente concentrato formato dalla serie di R_0 e X_{CC} . La dimensione massima del lato delle patches, che sono servite per la discretizzazione del loop, è stata di 5 mm in modo da riprodurre fedelmente il profilo dell'anello senza sovraccaricare enormemente il simulatore.

Per quanto riguarda la caratterizzazione elettromagnetica del sistema stilo + GP, si sono adottati gli stessi accorgimenti e le stesse impostazioni utilizzate per la stima dell'intensità di campo elettrico, riportate in §5.2.1. In particolar modo, come circuito equivalente di alimentazione per l'eccitazione del sistema stilo + GP è stato adottato un generatore di tensione sinusoidale, avente un'ampiezza a vuoto di valore $V_g = 1 \text{ V}_{\text{RMS}}$, con in serie una resistenza $R_g = R_0 = 50 \text{ } \Omega$, quindi una potenza disponibile P pari a 7 dBm (5 mW) data dalla relazione (5.7).

$$P = \frac{V_g^2}{4R_0} \quad (5.7)$$

Il risultato diretto della simulazione elettromagnetica così descritta, è stato l'andamento della corrente indotta sul loop (I_L) al variare della frequenza. Nota la corrente I_L è stato possibile calcolare la potenza P_A che fluisce alla “sez. A” di Fig. 5.2.2-9, come indicato dalla (5.8).

$$P_A = R_0 I_L^2 \quad (5.8)$$

Noto P_A è stata calcolata la potenza P_0 dissipata sulla resistenza di carico R_0 del sensore di campo magnetico (vedi Fig. 5.2.2-6), considerando l'attenuazione A_c offerta dal collegamento “cavo coassiale tratto 1”, di lunghezza $\ell_c = 0,147 \text{ m}$. Per le caratteristiche di questo cavo coassiale, viste le dimensioni, è stato ipotizzato che si trattasse del tipo RG178/U prodotto dalla HUBER + SUNHER¹⁷. Il costruttore fornisce la stima dell'attenuazione A_c , in [dB], come

¹⁷ Vedi dati produttore HUBER + SUNHER, <http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Cables>

indicato dalla (5.9), dove f è la frequenza espressa in MHz ed ℓ_c in metri. I valori calcolati sono riportati nella Tabella 5.2.2-2.

$$A_c = \ell_c \left(44.7 \times 10^{-3} \sqrt{f} + 20.4 \times 10^{-5} f \right) \quad (5.9)$$

La potenza P_0 , espressa in unità logaritmiche [dBm], è data dalla relazione (5.10), utilizzando la (5.8) e la (5.9). I valori calcolati sono riportati nella Tabella 5.2.2-2.

$$P_0 = P_A - A_c = 10 \log_{10} \left(R_0 I_L^2 \right) + 30 - A_c \quad (5.10)$$

La perdita di inserzione IL_c , espressa in [dB] calcolata attraverso la simulazione elettromagnetica fra l'ingresso dell'antenna a stilo (uscita del generatore di pettine, Porta 1, vedi Fig. 5.2.2-11) e l'uscita del sensore di campo (loop, Porta 2) è data dalla relazione (5.11), dove è stato utilizzato la (5.10) e la (5.7). I valori calcolati sono riportati nella Tabella 5.2.2-2.

$$\begin{aligned} IL_c = P - P_0 &= 10 \log_{10} \left(\frac{V_g^2}{4R_0} \right) - 10 \log_{10} \left(R_0 I_L^2 \right) + A_c = \\ &= -40 - 20 \log_{10} \left(I_L \right) + \ell_c \left(44.7 \times 10^{-3} \sqrt{f} + 20.4 \times 10^{-5} f \right) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Tabella 5.2.2-2: Risultati della perdita di inserzione calcolata IL_c .

f [MHz]	P [dBm]	I_L [dBA]	P_A [dBm]	A_c [dB]	P_0 [dBm]	IL_c [dB]
40	7	-94.6	-47.6	0.04	-47.6	54.6
80	7	-82.2	-35.2	0.06	-35.3	42.3
120	7	-73.8	-26.8	0.08	-26.9	33.9
160	7	-65.9	-19.0	0.09	-19.0	26.0
200	7	-64.1	-17.1	0.10	-17.2	24.2

La misura della perdita di inserzione IL_M è stata fatta per confronto con un attenuatore a scatti tarato, marca TELONIC modello 8143. Come strumento di comparazione è stato utilizzato un analizzatore di spettro, (AS), marca ADVANTEST modello R3162. Il procedimento della misura è stato condotto attraverso le fasi di calibrazione e di confronto.

Nella fase di calibrazione è stata montata la catena di misura rappresentata nello schema a blocchi di Fig. 5.2.2-10 per il rilievo della potenza di riferimento P_{RIF} misurata dall'analizzatore di spettro. In questa fase di misura, il valore dell'attenuazione ATT dell'attenuatore a scatti è stato impostato al valore della perdita di inserzione calcolata, IL_C (vedi Tabella 5.2.2-2), arrotondato all'intero più vicino. I dati relativi all'attenuazione ATT ed alla potenza P_{RIF} sono riportati nella Tabella 5.2.2-3.

Tabella 5.2.2-3: Potenza di riferimento misurata dall'AS (P_{RIF}) e attenuazione dell'attenuatore a scatti (ATT) relative alla fase di calibrazione.

f [MHz]	P_{RIF} [dBm]	ATT [dB]
40	-86.9	55
80	-74.1	42
120	-66.7	34
160	-59.3	26
200	-57.6	24

L'impostazione dell'AS, mantenuta per tutta la conduzione dell'intera prova di misura di IL_M , è stata la seguente:

- Frequenze di sintonia: vedi Tabella 5.2.2-3
- Intervallo di frequenza esplorato: 300 kHz
- Banda di risoluzione: 30 kHz
- Banda filtro video: 30 kHz
- Tempo di scansione: 20 ms
- Livello di riferimento: -50 dBm
- Scala verticale: logaritmica, 5 dB/div
- Attenuazione interna: 10 dB
- Medie video: 300
- Rivelatore: Normal
- ANL: < -95 dBm Le caratteristiche dell'attenuatore a scatti sono: Marca TELONIC, mod. 8143
- Incertezza attenuazione incrementale < 0,25 dB
- VSWR 1.3:1 => Return Loss > 17.7dB fino a 1GHz

Il fattore di incertezza principale di questa fase di calibrazione è dovuto al disadattamento residuo presente alle porte dell'attenuatore a scatti. Per tenere in conto di questo contributo, si indica con u_{CAL} l'incertezza tipo dovuta a questo disadattamento data dalla relazione (5.12) [28], facendo riferimento alla Fig. 5.2.2-10, che rappresenta lo schema di misura equivalente della configurazione di calibrazione impiegata.

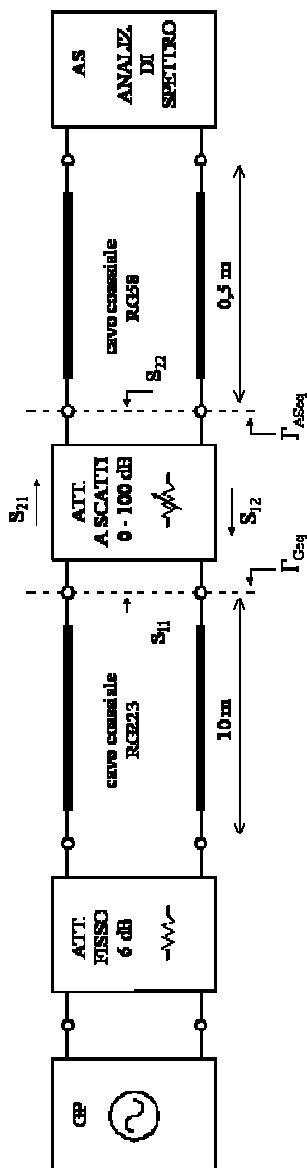


Fig. 5.2.2-10: Schema a blocchi misura di calibrazione per il rilievo della perdita di inserzione IL_M .

$$\begin{aligned}
u_{CAL} &= \frac{8,686}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\left|\Gamma_{Geq}\right|\left|S_{11}\right|\right)^2 + \left(\left|\Gamma_{ASeq}\right|\left|S_{22}\right|\right)^2 + \left(\left|\Gamma_{Geq}\right|\left|\Gamma_{ASeq}\right|\left|S_{21}\right|\right)^2} \approx \\
&\approx 6,142 \sqrt{\left(\left|\Gamma_{Geq}\right|\left|\Gamma_{ATT}\right|\right)^2 + \left(\left|\Gamma_{ASeq}\right|\left|\Gamma_{ATT}\right|\right)^2 + \left(\left|\Gamma_{Geq}\right|\left|\Gamma_{ASeq}\right|\left|S_{21}\right|\right)^2} \approx \\
&\approx 6,142 \sqrt{\left(\left|\Gamma_{Geq}\right|\left|\Gamma_{ATT}\right|\right)^2 + \left(\left|\Gamma_{ASeq}\right|\left|\Gamma_{ATT}\right|\right)^2} = \\
&= 6,142 \left|\Gamma_{ATT}\right| \sqrt{\left|\Gamma_{Geq}\right|^2 + \left|\Gamma_{ASeq}\right|^2} < 0,05 dB \\
&\quad (5.12)
\end{aligned}$$

Nella relazione (5.12) è stato considerato che, su tutta la gamma di frequenze di interesse, si sono avute le seguenti condizioni operative:

- $\left|S_{21}\right| \ll 1$ perché il valore impostato dell'attenuazione dell'attenuatore a scatti è stato maggiore di 30 dB.
- $\left|\Gamma_{ASeq}\right| < 0,04$, valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione equivalente dell'analizzatore di spettro, visto a monte di un cavo coassiale RG58 (50 Ω) lungo 50 cm e misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50 Ω ZBR2¹⁸ (vedi Fig. 5.2.2-10).
- $\left|\Gamma_{Geq}\right| \leq 0,05$ valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione equivalente del generatore, visto a monte di un cavo coassiale RG223 (50 Ω) lungo 10 m e misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50 Ω ZBR2¹⁹ (vedi Fig. 5.2.2-10).
- $\left|\Gamma_{ATT}\right| < 0,13$, valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione dell'attenuatore a scatti secondo quanto dichiarato dal costruttore.

¹⁸ Incertezza di misura dichiarata dal costruttore +/- 1 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

¹⁹ Idem come nota 18.

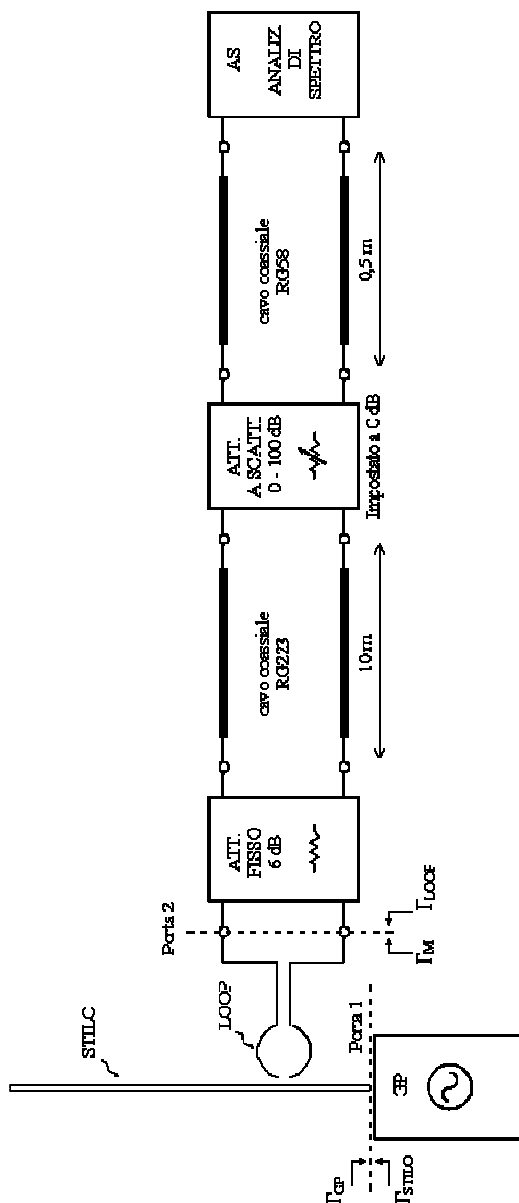


Fig. 5.2.2-11: Schema a blocchi della struttura utilizzata per il rilievo della perdita di inserzione IL_M fra antenna a stilo e loop.

Per il rilievo della perdita di inserzione IL_M , fra antenna a stilo e loop, è stata utilizzata la catena di misura di Fig. 5.2.2-11, impostando il valore dell'attenuazione dell'attenuatore a scatti, ATT a 0 dB. Sono state ripetute 5 misure per mediare l'interferenza dovuta al sito di prova, spostando in maniera rigida il radiatore (GP + stilo) e sensore (vedi Fig. 5.2.2-3). Le misure sono state eseguite all'aperto su di un terreno argilloso. Per le frequenze d'interesse sono stati ottenuti risultati riportati in Tabella 5.2.2-4. $M_1...M_5$ (numero di misure, $N = 5$) rappresentano i valori di potenza misurati con l'AS durante questa fase della misura. M_m la loro media, s_M il loro scarto quadratico medio sperimentale e σ_M è la stima della deviazione standard della popolazione dei valori misurati, ipotizzando una distribuzione gaussiana. Visto lo scarso numero di dati (cinque), per ottenere una stima più attendibile della corrispondente deviazione standard σ_M , è stata utilizzata la stima della relazione (5.13) secondo quanto indicato in IEC/TR 61000-1-6 [29]:

$$\sigma_M = s_M \sqrt{\frac{N-1}{N-3}} \quad (5.13)$$

Tabella 5.2.2-4: Valori di rilievo per il calcolo della perdita di inserzione

f [MHz]	M_1 [dBm]	M_2 [dBm]	M_3 [dBm]	M_4 [dBm]	M_5 [dBm]	M_m [dBm]	s_M [dB]	σ_M [dB]
40	-86.0	-86.0	-86.1	-86.1	-86.2	-86.1	0.08	0.12
80	-74.0	-73.9	-74.0	-74.0	-74.0	-74.0	0.04	0.06
120	-66.2	-66.2	-66.2	-66.2	-66.2	-66.2	0.00	0.00
160	-58.7	-58.7	-58.7	-58.7	-58.8	-58.7	0.04	0.06
200	-57.5	-57.6	-57.5	-57.6	-57.7	-57.6	0.08	0.12

Nel rilievo di questi valori l'impostazione dell'AS è stata lasciata la stessa della fase di calibrazione impiegata per il rilievo di P_{RIF} . Il valore della perdita d'inserzione misurata, IL_M , è stato ricavato secondo la (5.14), riportando i dati nella Tabella 5.2.2-5.

$$IL_M = ATT + P_{RIF} - M_m \quad (5.14)$$

Tabella 5.2.2-5: Risultati della misura della perdita di inserzione IL_M e sua incertezza tipo $u(IL_M)$.

f [MHz]	IL_M [dB]	$u(IL_M)$ [dB]
40	54.2	0.4
80	41.9	0.4
120	33.5	0.4
160	25.4	0.4
200	24.0	0.4

Per valutare l'incertezza tipo $u(IL_M)$ sulla stima della perdita d'inserzione IL_M si considera sia legata sostanzialmente ai seguenti fenomeni scorrelati:

- incertezza tipo di attenuazione incrementale dell'attenuatore a scatti: $u_{ATT} = \frac{0.25}{\sqrt{3}} = 0,14 \text{ dB}$
- errore RMS di linearità (trascurabile).
- incertezza tipo dovuta al disadattamento nella fase di calibrazione: $u_{CAL} = 0,05 \text{ dB}$.
- incertezza tipo dovuta al disadattamento per le antenne: (stilo + loop) $u_{ANT} = 0,2 \text{ dB}$
- stima deviazione standard della popolazione dei valori misurati $\sigma_M = 0,1 \text{ dB}$.

Complessivamente danno luogo ad una stima dell'incertezza tipo composta $u(IL_M)$ come indicato nella (5.15) e riportato in Tabella 5.2.2-5.

$$u(IL_M) \approx \sqrt{u_{ATT}^2 + u_{CAL}^2 + u_{ANT}^2 + \sigma_M^2} \approx 0,3 \text{ dB} \quad (5.15)$$

In riferimento allo schema a blocchi rappresentato in Fig. 5.2.2-11, l'incertezza tipo u_{ANT} dovuta al disadattamento fra il generatore di pettine e lo stilo (Porta 1), e fra il sensore di campo magnetico (loop) ed il misuratore (Porta 2) è stata valutata secondo la relazione (5.16) [28].

Dove è stato considerato che, su tutta la gamma di frequenze di interesse, si sono avute le seguenti condizioni operative:

- $|S_{11}| \approx |\Gamma_{STILO}| \approx 1$ e $|S_{22}| \approx |\Gamma_{LOOP}| \approx 1$ perché sia lo stilo che il loop sono stati considerati completamente disadattati, a vantaggio di una stima in eccesso dell'incertezza tipo u_{ANT} .
- $|S_{21}| \ll 1$, perché il valore della perdita di inserzione è maggiore di 30 dB, come stimato anche dalle simulazioni numeriche.
- $|\Gamma_M| < 0,02$, massimo del modulo del coefficiente di riflessione equivalente alla Porta 2, guardando verso l'analizzatore di spettro, misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50Ω ZBR2²⁰.
- $|\Gamma_{GP}| < 0,03$, valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione del generatore di pettine GP (vedi § 4.3), misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50Ω ZBR2.

$$u_{ANT} = \frac{8,686}{\sqrt{2}} \sqrt{(|\Gamma_{GP}| |S_{11}|)^2 + (|\Gamma_M| |S_{22}|)^2 + (|\Gamma_{GP}| |\Gamma_M| |S_{21}|^2)^2} \approx \quad (5.16)$$

$$\approx 6,142 \sqrt{|\Gamma_{GP}|^2 + |\Gamma_M|^2} \leq 0,2 \text{ dB}$$

Per tener conto del valore dell'incertezza tipo composta della simulazione u_S (5.21) è stato considerato lo scarto ΔIL (5.17) fra i valori misurati IL_M e quelli simulati IL_C della perdita d'inserzione (vedi Tabella 5.2.2-6), combinato con lo scarto tipo della misura della perdita di inserzione $u(IL_M)$ (5.15).

$$\Delta IL = IL_M - IL_C \quad (5.17)$$

In prima approssimazione, utilizzando i dati riepilogati in Tabella 5.2.2-6, possiamo scrivere che la stima del valor medio $\mu_{\Delta IL}$ di ΔIL è dato dalla (5.18).

²⁰ Incertezza di misura dichiarata dal costruttore +/- 3 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

$$\mu_{\Delta IL} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta IL_i = -0,4 \text{ dB} \quad (5.18)$$

Il corrispondente scarto quadratico medio sperimentale $s_{\Delta IL}$ dei valori di ΔIL è dato dalla (5.19).

$$s_{\Delta IL} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\Delta IL_i - \mu_{\Delta IL})^2} \quad (5.19)$$

Tabella 5.2.2-6: Dati di riepilogo utili per la valutazione dell'incertezza tipo di simulazione u_S .

f [MHz]	IL_C [dB]	IL_M [dB]	$u(IL_M)$ [dB]	$\Delta IL = IL_M - IL_C$ [dB]
40	54.6	54.2	0.3	-0.4
80	42.3	41.9	0.3	-0.4
120	33.9	33.5	0.3	-0.4
160	26.0	25.4	0.3	-0.6
200	24.2	24.0	0.3	-0.2

Anche in questo caso, per il numero scarso di dati a disposizione, la stima della deviazione standard $\sigma_{\Delta IL}$ della distribuzione dei valori di ΔIL è stata calcolata come riportato nella (5.20), secondo quanto previsto dalla norma IEC/TR 61000-1-6:2012” [29].

$$\sigma_{\Delta IL} \approx s_{\Delta IL} \sqrt{\frac{N-1}{N-3}} = 0,2 \text{ dB} \quad (5.20)$$

Di conseguenza l'incertezza dovuta al simulatore è data dalla relazione (5.21), in base alle indicazioni suggerite dalla norma CEI UNI ENV 13005 [31]. Si rimarca il fatto che l'incertezza tipo di simulazione u_S è caricata anche dell'incertezza di misura $u(IL_M)$ del metodo scelto per la convalida.

$$u_S \approx \sqrt{u(IL_M)^2 + \mu_{\Delta IL}^2 + \sigma_{\Delta IL}^2} \leq 0,5 \text{ dB} \quad (5.21)$$

ii) Incertezza associata alla potenza P

$u_p = 0,15 \text{ dB}$ (instabilità termica inclusa, vedi § 5.1.2).

iii) Incertezza tipo associata al posizionamento del campione

Il fattore di radiazione (FR) dipende dalla posizione relativa del campione rispetto al piano di massa. Spostamenti rispetto alla posizione nominale (vedi §5.2.1 e §5.1) provocano di conseguenza variazioni del FR che si riflettono sul valore X del campo elettrico di riferimento pre-assegnato (di taratura), come indicato dalla relazione (5.4). Pertanto, gli errori di posizionamento del campione da parte del laboratorio devono essere limitati per ridurre di conseguenza l'influenza sul valore del campo elettrico generato. A tale scopo si individuano delle fasce di tolleranza sull'altezza nominale H , pari a ± 2 cm, e sulle rotazioni attorno gli assi, pari a $\pm 2^\circ$, ritenendo già questi movimenti apprezzabili ad "occhio". Per ogni tipo di spostamento è stato valutato il corrispondente valore massimo del fattore di radiazione, FR_{MAX} ed il corrispondente valore minimo FR_{MIN} , per poi calcolarne la differenza $\Delta FR = FR_{MAX} - FR_{MIN}$. Per tutti gli spostamenti, l'intervallo di variazione di FR è risultato sostanzialmente simmetrico rispetto al valore nominale, vista la piccola entità degli spostamenti in gioco. Di conseguenza si è potuto considerare che i valori del fattore di radiazione FR fossero uniformemente distribuiti fra FR_{MAX} ed FR_{MIN} e centrati rispetto al valore nominale. La corrispondente incertezza tipo legata a

tale distribuzione corrisponde a $\frac{\Delta FR}{2\sqrt{3}}$ come indicato nella norma

CEI UNI ENV 13005 [31]. Questa valutazione è stata fatta per ogni frequenza ed è stato considerato, come valore rappresentativo per ogni variazione di posizione, il massimo calcolato. I valori così determinati, per ogni distanza d di misura e per ogni tipo di spostamento indicato sono riportati nella tabella Tabella 5.2.2-7.

$$u_U = \sqrt{u_{dH}^2 + u_{rx}^2 + u_{ry}^2 + u_{rz}^2} \quad (1.22)$$

Tabella 5.2.2-7: Incertezze tipo dovute agli errori di posizionamento.

Incetezza tipo:	$d=3$ m (dB)	$d=10$ m (dB)
variazione di altezza ± 2 cm, u_{dH}	0,08	0,04
rotazione asse y $\pm 2^\circ$, u_{ry}	0,07	0,05
rotazione asse x $\pm 2^\circ$, u_{rx}	0,07	0,05
rotazione asse z $\pm 2^\circ$, u_{rz}	0,01	0,01
composta, $u_U = \sqrt{u_{dH}^2 + u_{rx}^2 + u_{ry}^2 + u_{rz}^2}$	0,13	0,08

L'incertezza tipo composta u_U data dalla (1.22) rappresenta l'incertezza tipo relativa al posizionamento e viene considerato un valore arrotondato pari a $u_U = 0,1$ dB, massimo fra quello ottenuto per una distanza di misura di 3 m e di 10 m (vedi Tabella 5.2.2-7).

iv) Incertezza tipo associata al disadattamento

È stata valutata l'entità dell'incertezza tipo u_M , espressa in dB, dovuta al disadattamento fra generatore GP e antenna secondo la relazione (5.23) [28]. I valori relativi sono riportati Tabella 5.2.2-8.

$$u_M = \frac{8,686}{\sqrt{2}} |\Gamma_{GP}| |\Gamma_{AT}| \quad (5.23)$$

Il modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{GP}|$, del generatore di pettine GP, è stato misurato con il ponte RF SWR BRIDGE 50Ω ZBR2²¹, mantenendo spento l'apparecchio (vedi § 4.3).

Il coefficiente di riflessione Γ_{AT} del sistema radiante è stato valutato in base alle simulazioni elettromagnetiche.

²¹ Incertezza di misura dichiarata dal costruttore ± 2 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

Tabella 5.2.2-8: Incertezza tipo u_M dovuta al disadattamento fra GP e stilo.

f MHz	$ \Gamma_{GP} $	$ \Gamma_{AT} $	u_M dB
40	0.01	1.00	0.05
80	0.01	1.00	0.09
120	0.02	0.97	0.13
160	0.03	0.71	0.12
200	0.03	0.40	0.07

Si sceglie di come valore rappresentativo dell'incertezza tipo per disadattamento il valore massimo ottenuto, arrotondato alla prima cifra decimale, $u_M = 0,1$ dB.

Incetezza sul valore del campo elettrico pre-assegnato X

L'incertezza tipo composta u_X sul valore del campo elettrico pre-assegnato X per l'ambiente elettromagnetico di riferimento SAR è data dalla somma in quadratura dei seguenti contributi precedentemente valutati e qui riepilogati:

- i) Incertezza associata alla simulazione: $u_s = 0,5$ dB.
- ii) Incertezza associata alla potenza P che il GP fornisce ad un carico di 50Ω (instabilità termica inclusa, vedi § 4.3): $u_p = 0,2$ dB.
- iii) Incertezza associata al disadattamento fra generatore ed antenna: $u_M = 0,1$ dB.
- iv) Incertezza tipo associata al posizionamento del campione: $u_U = 0,1$ dB.

$$u_X \approx \sqrt{u_s^2 + u_p^2 + u_U^2 + u_M^2} = 0,6 \text{ dB} \quad (5.24)$$

Per valutare l'incertezza estesa U_X da attribuire al valore del campo elettrico pre-assegnato X , si sceglie un fattore di copertura $k = 2$ (due scarti tipo) ottenendo:

$$U_X = 2u_X \approx 1,2 \text{ dB} \quad (5.25)$$

5.3. Campione per la banda 200 - 1000 MHz

Il campione utilizzato per la gamma 200 - 1000 MHz, come premesso nel § 5, è lo stesso utilizzato per la prova valutativa delle Emissioni Radiate FAR 200 - 3000 MHz, limitandone l'uso fino a 1000 MHz (vedi Fig. 4.2-1). La taratura relativamente al valore di campo elettrico pre-assegnato in ambiente anecoico (FAR), X_{3m}^{FAR} , è rimasta la stessa vista in precedenza (vedi

Tabella 4.7-2). Per gli ambienti semi-anecoici (SAR), non è stato possibile utilizzare i valori di taratura di fabbrica per l'antenna AT log-periodica (SCHWARZBECK Mess-Elektronik, VUSLP modello 9111B) perché il costruttore li fornisce solo in relazione solo allo spazio libero. Per questo motivo, per la definizione a-priori dei valori di X_{3m}^{SAR} e X_{10m}^{SAR} si è proceduto come per il campione in gamma 30 - 200 MHz: simulazione dei valori di campo su piano di massa e validazione delle simulazioni.

5.3.1. Simulazioni per SAR 200 - 1000 MHz

L'ambiente elettromagnetico di riferimento, associato alla camera semi-anecoica ideale (SAR), è il semispazio libero delimitato da un piano orizzontale di materiale conduttore elettrico perfetto (piano di massa). Il campione itinerante, come descritto nel capitolo 4 e come schematizzato in Fig. 5.3.1-1 e Fig. 5.1-2, è considerato ad un'altezza nominale $H = 150$ cm dal piano di massa, rispetto al naso dell'antenna log-periodica (per maggiore dettaglio sul posizionamenti vedere anche Fig. 5.1-2). Gli assi principali dei radiatori sono paralleli l'asse z del sistema di riferimento (polarizzazione verticale). L'origine degli assi è complanare al piano di massa. La costruzione al simulatore della struttura è identica a quella descritta nel § 4.1.

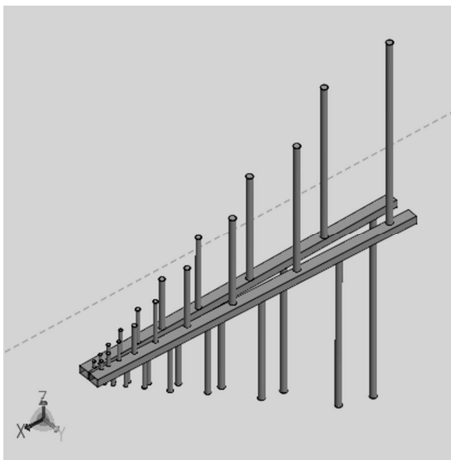


Fig. 5.3.1-1: Antenna LPDA per simulazione ambiente SAR.

Eseguite le simulazioni si è ricavato il fattore di radiazione, come definito nel § 5.2.1 per il campione itinerante per la gamma 30-200 MHz, come riportato nella Tabella 5.6-1.

Tabella 5.3.1-1: Fattori di radiazione SAR a 3 m e 10 m di distanza per la gamma 200-1000 MHz.

f [MHz]	FR_{3m}^{SAR} [dB(1/m)]	FR_{10m}^{SAR} [dB(1/m)]
400	-9.3	-17.0
600	-9.1	-16.0
800	-8.5	-15.4
1000	-8.3	-15.1

5.3.2. Valore pre-assegnato per la banda da 200 - 1000 MHz

Per la determinazione del valore di riferimento per l'ambiente semi-anecoico (SAR), nella gamma da 200 a 1000 MHz, alla distanza di 3 m, X_{3m}^{SAR} , ed alla distanza di 10 m X_{10m}^{SAR} , espressi in dB(μ V/m) si utilizzano le relazioni (5.26), dove per la definizione di A_M e δ_M si rimanda al §4.4. I valori dei corrispondenti fattori di radiazione sono ricavati dalla Tabella 5.3.1-1. La stima a-priori del campo elettrico X così determinata per l'ambiente SAR, è stata riportata nella Tabella 5.3.2-1.

$$\begin{aligned} X_{3m}^{SAR} &= FR_{3m}^{SAR} + P - A_M + \delta M + 113 \\ X_{10m}^{SAR} &= FR_{10m}^{SAR} + P - A_M + \delta M + 113 \end{aligned} \quad (5.26)$$

Tabella 5.3.2-1: Valori di riferimento pre-assegnati X , ed incertezza U_X , per SAR 200 - 1000 MHz

f [MHz]	P [dBm]	X_{3m}^{SAR} [dB(μ V/m)]	X_{10m}^{SAR} [dB(μ V/m)]	U_X [dB]
400	-25.39	75.1	67.4	1,0
600	-25.92	74.8	67.8	1,0
800	-26.13	75.1	68.2	1,0
1000	-25.67	75.7	68.9	1,0

Per la determinazione del valore di riferimento X_{3m}^{FAR} , riferito all'ambiente anecoico (FAR) si fa riferimento a quanto visto per la prova valutativa FAR 200-3000 MHz (§0).

L'incertezza U_X , vedi eq. (5.31), associata ai valori di riferimento pre-assegnati del campo elettrico X , è stata determinata considerando i seguenti fattori più influenti, elencati per ordine di importanza:

- i) Incertezza associata alla simulazione.
- ii) Incertezza associata alla potenza P che il GP fornisce ad un carico di 50 Ω (instabilità termica inclusa, vedi § 4.3).
- iii) Incertezza tipo associata al posizionamento del campione.

- iv) Incertezza associata al disadattamento fra generatore ed antenna.

i) Incertezza associata alla simulazione SAR 200 - 1000 MHz

Per determinare il valore dell'incertezza tipo associata alla simulazione u_S , è stato scelto di far ricorso al confronto fra la valutazione del guadagno dell'antenna log-periodica VUSLP 9111B ricavato da simulazioni, rispetto ai valori di taratura del costruttore, come indicato in §4.1, con riferimento in particolare alla stima della dispersione degli scarti, come riportato nel §0. Nella Tabella 5.3.2-2 si riportano gli scarti ΔG_i così ottenuti, limitatamente alle frequenze fino a 1000 MHz.

Tabella 5.3.2-2: Scarti delle simulazioni per la determinazione del guadagno dell'antenna VUSLP 9111B limitatamente alle frequenze fino a 1000 MHz.

f [MHz]	Scarti ΔG_i delle simulazioni per la determinazione del guadagno [dB]								
	Metodo dell'intensità di campo (§0)				Metodo antenne gemelle (§4.2.2)				Onda piana (§4.2.3)
	$\Delta G_{Si}(1\text{ m})$	$\Delta G_{Si}(3\text{ m})$	$\Delta G_{Si}(10\text{ m})$	$\Delta G_{Si}(150\text{ m})$	$\Delta G_{Sx}(1\text{ m})$	$\Delta G_{Sx}(3\text{ m})$	$\Delta G_{Sx}(10\text{ m})$	$\Delta G_{Sx}(150\text{ m})$	ΔG_{Sp}
200	0.21	0.25	0.20	0.16	0.85	0.32	0.25	0.17	0.20
400	-0.08	-0.13	-0.17	-0.20	0.17	-0.08	-0.13	-0.18	-0.15
600	0.22	0.28	0.31	0.32	0.38	0.33	0.35	0.35	0.39
800	-0.09	-0.05	-0.03	-0.03	0.05	0.03	0.04	0.04	0.06
1000	-0.06	0.00	0.03	0.04	0.04	0.08	0.10	0.11	0.15
NOTA: $\Delta G_i = G_{Si} - G_{Ti}$ dove G_{Si} è il guadagno valutato con le simulazione e G_{Ti} è il guadagno di taratura fornito dal costruttore.									

Ai valori degli scarti ΔG_i di Tabella 5.3.2-2 si è applicato il test del Chi-Quadro per la verifica della bontà di adattamento ad una distribuzione gaussiana (vedi Appendice C) come fatto nel §0, ottenendo una valutazione positiva:

- Valore medio atteso $\mu_{\Delta G} = -0,06 \text{ dB}$
- Deviazione standard attesa, $\sigma_{\Delta G} = 0,23 \text{ dB}$
- Probabilità che la distribuzione degli scarti ΔG_i sia di tipo gaussiano, pari a 0,80 (vedi Tabella C-4). Quindi l'ipotesi di partenza è ragionevolmente accettabile.

Anche in questo caso, la deviazione standard $\sigma_{\Delta G} = 0,23 \text{ dB}$ degli scarti ΔG_i , così determinata è confrontabile con lo scarto tipo $u_G = 0,35 \text{ dB}$. Di conseguenza quindi non è possibile trascurarne il suo contributo nella stima dell'incertezza tipo di simulazione u_S . Per tener conto di questo effetto, visto che gli errori di simulazione sono scorrelati da quelli di taratura del costruttore, si può considerare che l'incertezza tipo u_S sia data dalla somma in quadratura dei due contributi:

$$u_S \approx \sqrt{u_G^2 + \sigma_{\Delta G}^2} = 0,42 \text{ dB} \quad (5.27)$$

ii) Incertezza associata alla potenza P

$u_P = 0,15 \text{ dB}$ (instabilità termica inclusa, vedi § 5.1.2).

iii) Incertezza tipo associata al posizionamento del campione

Il fattore di radiazione (FR), come detto a riguardo della taratura per il campione per la banda 30-200 MHz (vedi §0), dipende dalla posizione relativa del campione stesso rispetto al piano di massa, rispetto alla posizione nominale (vedi § 5.3.1 e §5.1). Di conseguenza, per la valutazione dell'incertezza tipo u_U (1.28) dovuta al posizionamento si procede come visto in precedenza (vedi § 0). Anche in questo caso, si considerano delle tolleranze sull'altezza nominale H (150 cm dal naso dell'antenna al piano di massa), pari a $\pm 2 \text{ cm}$, e sulle rotazioni attorno gli assi, pari a $\pm 2^\circ$. I valori di incertezza tipo determinati per ogni spostamento descritto, per ogni distanza d di misura e per ogni frequenza sono riportati nella Tabella 5.3.2-3.

$$u_U = \sqrt{u_{dH}^2 + u_{rx}^2 + u_{ry}^2 + u_{rz}^2} \quad (1.28)$$

Tabella 5.3.2-3: Incertezze tipo dovute agli errori di posizionamento SAR 200-1000 MHz.

Incertezza tipo:	$d=3$ m (dB)	$d=10$ m (dB)
variazione di altezza ± 2 cm, u_{dH}	0,11	0,13
rotazione asse y $\pm 2^\circ$, u_{ry}	0,09	0,07
rotazione asse x $\pm 2^\circ$, u_{rx}	0,02	0,01
rotazione asse z $\pm 2^\circ$, u_{rz}	0,02	0,01
composta, $u_U = \sqrt{u_{dH}^2 + u_{rx}^2 + u_{ry}^2 + u_{rz}^2}$	0,15	0,15

L'incertezza tipo composta u_U data dalla (1.28) rappresenta l'incertezza tipo relativa al posizionamento e viene considerato un valore pari a $u_U = 0,15$ dB come visibile in Tabella 5.3.2-3.

iv) Incertezza tipo associata al disadattamento

Si voluto valutare l'entità dell'incertezza tipo u_M dovuta al disadattamento fra generatore GP e antenna AT log-periodica. Il generatore GP risulta avere un Return Loss migliore di 25.8 dB²² a cui corrisponde un coeff. di riflessione $|\Gamma_{GP}| < 0,051$, fra 200MHz e 1000MHz. In base ai dati forniti dal costruttore l'antenna log-periodica ha un ROS inferiore a 1.6:1 fino a 1000 MHz, allora il coefficiente di riflessione dell'antenna è $|\Gamma_{AT}| < 0,23$. Si conclude allora che l'incertezza per il disadattamento è, in termini di 1 scaro tipo, è esprimibile secondo la relazione (5.29) [28].

$$u_M = \frac{8,686}{\sqrt{2}} |\Gamma_{GP}| |\Gamma_{AT}| < 0,07 \text{ dB} \quad (5.29)$$

²² Misurato con generatore GP spento (vedi §4.3) e ponte RF SWR BRIDGE 50Ω ZBR2. Incertezza di misura dichiarata dal costruttore ± 3 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

Incertezza sul valore del campo elettrico pre-assegnato X

L'incertezza tipo composta u_X sul valore del campo elettrico pre-assegnato X per l'ambiente elettromagnetico di riferimento SAR per la gamma 200-1000 MHz è data dalla somma in quadratura dei seguenti contributi precedentemente valutati e qui riepilogati:

- i) Incertezza associata alla simulazione: $u_s = 0,42$ dB.
- ii) Incertezza associata alla potenza P che il GP fornisce ad un carico di 50Ω (instabilità termica inclusa, vedi § 4.3): $u_p = 0,15$ dB.
- iii) Incertezza tipo associata al posizionamento del campione: $u_U = 0,15$ dB.
- iv) Incertezza associata al disadattamento fra generatore ed antenna: $u_M = 0,07$ dB.

$$u_X \approx \sqrt{u_s^2 + u_p^2 + u_U^2 + u_M^2} = 0,5 \text{ dB} \quad (5.30)$$

Per valutare l'incertezza estesa U_X da attribuire al valore del campo elettrico pre-assegnato X , si sceglie un fattore di copertura $k = 2$ (due scarti tipo) ottenendo:

$$U_X = 2u_X \approx 1,0 \text{ dB} \quad (5.31)$$

5.4. Selezione delle statistiche di prestazione

Le statistiche di prestazione scelte per la valutazione delle capacità di misura dei laboratori sono le stesse impiegate per la prova valutativa FAR 200-3000 MHz perché si tratta di conciliare simili esigenze (vedi §4.5).

La differenza fondamentale è che in questa prova valutativa si sono avuti risultati di misura dei laboratori provenienti da siti non omogenei per tipologia (x_i^{SAR3m} per SAR a 3 m, x_i^{SAR10m} per SAR a 10 m e x_i^{FAR} per FAR) e quindi non direttamente comparabili fra loro. La soluzione scelta è stata quella di ragguagliare i risultati di queste misure ai

corrispondenti valori pre-assegnati $X^{SAR3m}, X^{SAR10m}, X^{FAR}$, corrispondenti ai valori di taratura dei campioni, rispetto alle varie tipologie di prova. La tecnica utilizzata per questo ragguaglio è rappresentata graficamente in Fig. 5.4-1. Ai dati disomogenei provenienti dai laboratori $x_i^{SAR3m}, x_i^{SAR10m}, x_i^{FAR}$ si sottraggono i corrispondenti valori di riferimento pre-assegnati $X^{SAR3m}, X^{SAR10m}, X^{FAR}$ ottenendo così le deviazioni, δ_i come indicato in (5.32).

$$\delta_i = x_i^{SAR3m / SAR10m / FAR} - X^{SAR3m / SAR10m / FAR} \quad (5.32)$$

Le deviazioni δ_i ottenute rappresentano gli scarti delle misure dei laboratori rispetto ai valori di taratura dei campioni e costituiscono un insieme omogeneo di dati su cui applicare le statistiche di prestazione precedentemente selezionate: ζ , z e z' (vedi §4.5).

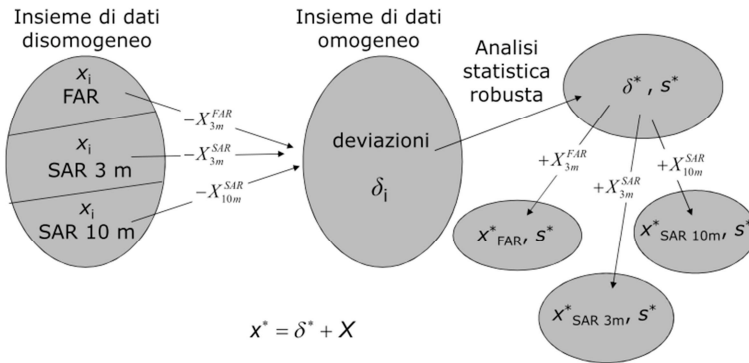


Fig. 5.4-1: Schema per l'assegnazione dei valori di riferimento per le diverse tipologie di misure.

Di conseguenza si individua la media robusta δ^* delle deviazioni δ_i e la sua corrispondente deviazione standard robusta s^* secondo l'algoritmo A dell'Appendice C della norma ISO/IEC 13528:2005 "Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison" [23]. Noto δ^* , è possibile risalire ai corrispondenti valori di media robusta per i corrispondenti ambienti elettromagnetici (x^*_{SAR3m}

per SAR a 3 m, x^*_{SAR10m} per SAR a 10 m e x^*_{FAR} per FAR) secondo la relazione (5.33).

$$\begin{aligned} x^*_{SAR3m} &= \delta^* + X^{SAR3m} \\ x^*_{SAR10m} &= \delta^* + X^{SAR10m} \\ x^*_{FAR} &= \delta^* + X^{FAR} \end{aligned} \quad (5.33)$$

5.5. Verifiche sul campione

La verifica sul campione richiesta da parte del laboratorio, vista la struttura simile del campione itinerante, è stata la stessa adottata per la prova valutativa FAR 200 – 3000 MHz (vedi §4.6). In particolare modo è stato richiesto di controllare che la potenza erogata dal GP, determinata con un ricevitore di misura standard di radiodisturbi conforme alla norma CISPR 16-1-1:2010 [35], riferita ad un segnale sinusoidale, fosse corrispondente ai valori di P_{rif} indicati in Tabella 5.5-1 con una tolleranza di 2,5 dB.

Tabella 5.5-1: Valori della potenza di riferimento per il controllo del generatore di pettine da parte del laboratorio.

f [MHz]	P_{ref} [dBm]
100	-24,8
200	-24,3
500	-26,3
1000	-25,7

Tabella 5.5-2: Stima di P_r della potenza letta dallo strumento Advantest R3162

f [MHz]	P_r [dBm]
100	-34,80
200	-34,64
400	-35,56
600	-36,18
800	-36,28
1000	-35,75

Il campione itinerante, al ritorno dall'ultimo Laboratorio che ha fatto la misura, è stato sottoposto alle stesse verifiche previste per la prova valutativa FAR 200 – 3000 MHz (vedi §4.6). Per le antenne è stata fatta un'ispezione visiva, un controllo di serraggio delle viti ed un controllo di continuità elettrica con un multimetro. Per il generatore di pettine è stato verificato che il valore della potenza di uscita, rispetto a quella di riferimento riportata in , non si discostasse al più di $\pm 0,2$ dB.

5.6. Risultati

La prova valutativa si è svolta in Italia, da Ottobre 2013 a Giugno 2014 ed hanno partecipato 19 laboratori. Tutti i laboratori sono stati in grado di eseguire le 9 misure richieste, i risultati sono riportati in §B. Sei laboratori non presentano nessun segnale di attenzione / azione. Nel peggior caso, per un laboratorio, si hanno 18 segnali di azione (9 sulla statistica ζ + 9 sulla statistica z). Sul totale di 171 risultati di misura ci sono stati 12 segnali di attenzione e 24 segnali di azione. Questo significa che la maggior parte dei risultati di misura, 134 su 171, (il 79%) sono rientrati in un intervallo di scostamento relativo accettabile rispetto ai corrispondenti valori di riferimento X e x^* , confermando così che la prova valutativa è stata ben progettata e che i laboratori, in media, sono stati in grado di tenere sotto controllo il processo di misura. Un riepilogo dei segnali di attenzione / azione delle statistiche di prestazione ζ e z è riportato nella Tabella 5.6-1.

I valori di campo elettrico misurati si estendono da circa 30 dB ($\mu\text{V/m}$) a circa 76 dB ($\mu\text{V/m}$), a seconda del tipo di ambiente SAR/FAR e della distanza di misura 3 o 10 m. Il valor massimo della media robusta delle deviazioni δ^* è stato di 2,0 dB a 40 MHz. Il rapporto s^*/u_X varia fra 1,4 e 3,3 (vedi Tabella 5.6-2). Questo significa che l'incertezza tipo u_X con cui il coordinatore ha assegnato il valore di riferimento è piccola se confrontata con la capacità media di misura dei laboratori, legata alla dispersione s^* . I valori ottenuti dalla statistica z' (4.31), in modulo, sono compresi fra 0,5 e 2,1. Solo un valore (2,1 a 40 MHz) supera di poco la soglia di attenzione (vedi Tabella 5.6-2).

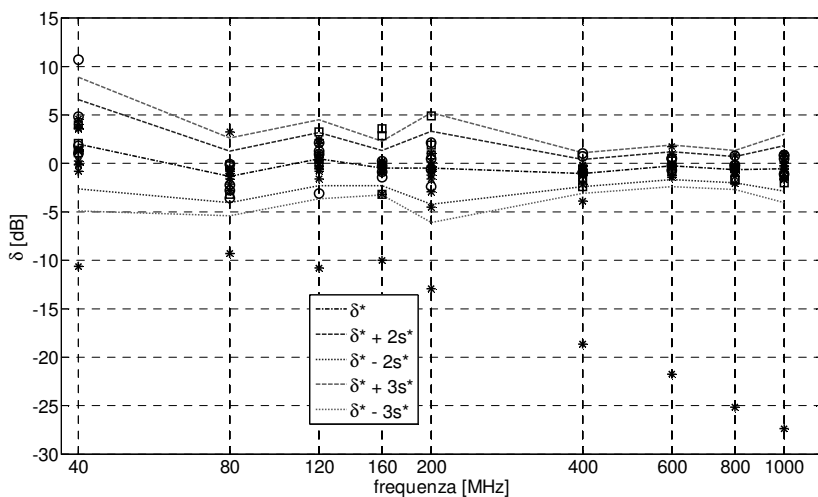
In Fig. 5.6-1 è riportato l'andamento delle deviazioni δ_i , in funzione della frequenza insieme alla media robusta δ^* . Le dispersioni maggiori si hanno a 40 MHz ed a 200 MHz. Nella Fig. 5.6-2 è riportata la stessa informazione ma in funzione del numero del laboratorio. In entrambe le figure si notano facilmente i 9 outliers, tutti legati al Lab. #18.

Tabella 5.6-1: Sintesi dei risultati della prova valutativa SAR/FAR 30 - 1000 MHz.

Lab. #	Tipologia	ζ		z	
		ATTENZ. (*)	AZIONE (*)	ATTENZ. (*)	AZIONE (*)
1	SAR 3 m	-	-	-	400
2	SAR 10 m	-	-	120, 200	160
3	SAR 3 m	-	-	-	-
4	SAR 3 m	-	-	-	-
5	SAR 10 m	-	-	-	160
6	FAR 3 m	-	40	120	40
7	SAR 3 m	-	-	160	-
8	SAR 3 m	-	-	-	-
9	FAR 3 m	-	-	400, 800	-
10	SAR 3 m	-	-	-	-
11	SAR 3 m	-	-	200	80
12	SAR 3 m	-	-	800	-
13	SAR 10 m	-	-	160	-
14	SAR 3 m	-	-	800	-
15	SAR 3 m	-	-	-	-
16	SAR 3 m	-	-	600	-
17	FAR 3 m	-	-	-	-
18	SAR 3 m	-	(†)	-	(†)
19	FAR 3 m	-	-	600	-
TOTALE		-	10	12	14
(*) Frequenza, espresso in MHz, alla quale i laboratori hanno ricevuto segnali di attenzione / azione.					
(†) Segnali di azione a tutte le frequenze.					

Tabella 5.6-2: Comparazione fra i valori di riferimento pre-assegnati e stima robusta

f [MHz]	δ^* [dB]	s^* [dB]	$\frac{s^*}{u_X}$	z'
40	2.0	2.3	3.3	2.1
80	-1.4	1.3	2	-1.9
120	0.4	1.4	2	0.5
160	-0.5	0.9	1.4	-0.7
200	-0.5	1.9	3.3	-0.6
400	-1.0	0.7	1.4	-2.0
600	-0.3	0.7	1.4	-0.5
800	-0.7	0.7	1.4	-1.4
1000	-0.6	1.2	2.5	-1.0

Fig. 5.6-1: Andamento delle deviazioni δ_i in funzione della frequenza. (*) SAR 3 m, (\square) SAR 10 m, (\circ) FAR 3 m.

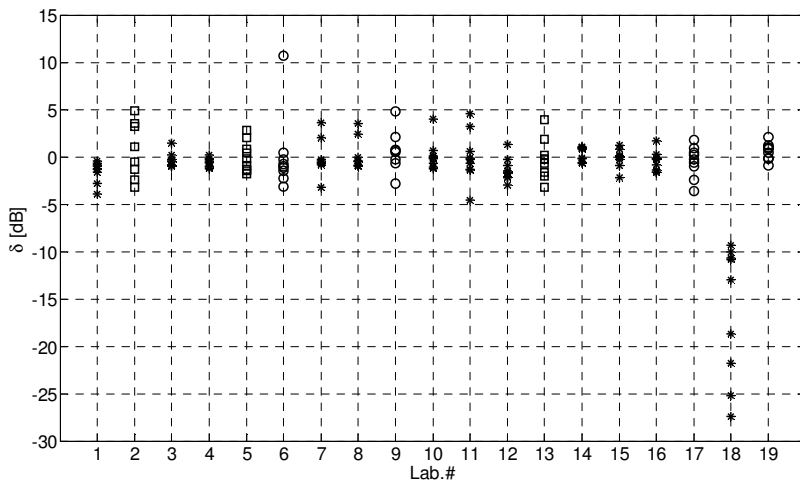


Fig. 5.6-2: Andamento delle deviazioni δ_i in funzione del numero del laboratorio. (*) SAR 3 m, (□) SAR 10 m, (○) FAR 3 m.

In Fig. 5.6-3 è riportato l'andamento del rapporto fra l'incertezza tipo dichiarata dal laboratorio, u_i , e la deviazione standard robusta, s^* , derivante dalla dispersione dei dati di misura forniti dai laboratori. Solo per 8 misure su 171 si ha che $u_i/s^* < 1$. Si notino i casi estremi, fra il Lab. #11 che ha valori di u_i/s^* distribuiti in circa un intervallo da 1 a 5 volte, contro il Lab. #18 che ha valori di u_i/s^* distribuiti in circa un intervallo da 0,75 a 2,5 volte. Entrambi riferiti all'ambiente SAR 3 m (*). I laboratori che operano in ambiente FAR 3 m (○) e SAR 10 m (□) hanno grossomodo la stessa dispersione del rapporto u_i/s^* , valore minimo circa 1 e massimo da 3 a 4 volte.

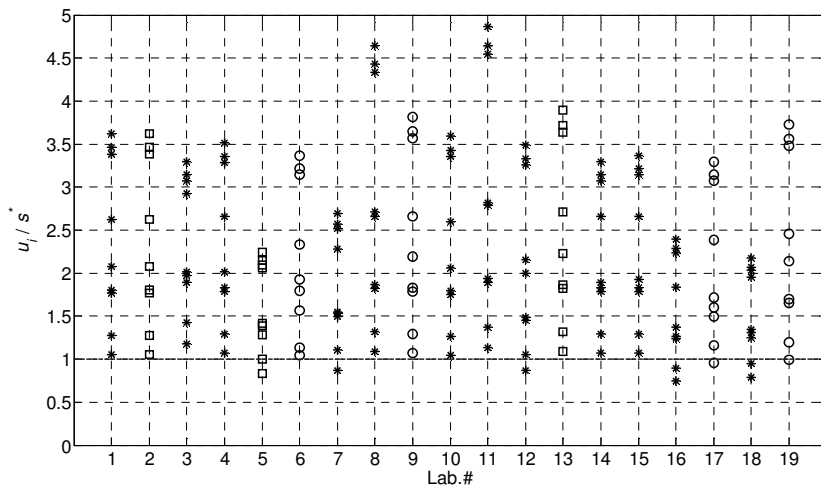


Fig. 5.6-3: Rapporto fra l'incertezza tipo dichiarata dai laboratori u_i e la deviazione robusta s^* . (*) SAR 3 m, (□) SAR 10 m, (○) FAR 3 m.

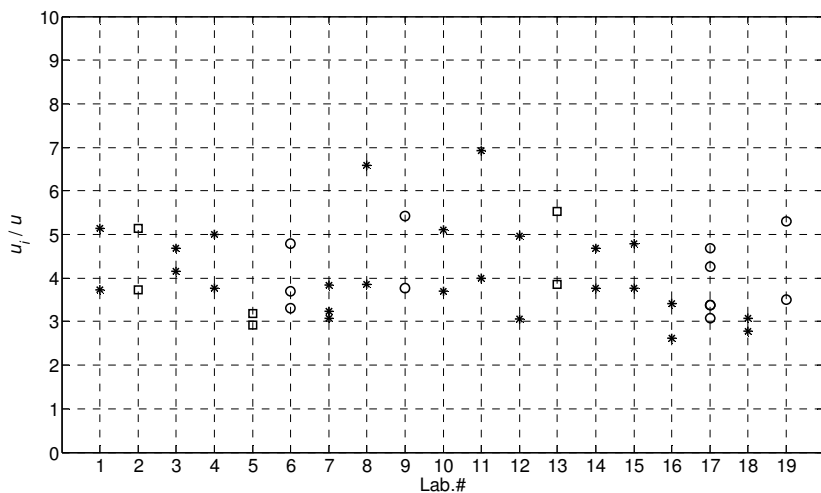


Fig. 5.6-4: Rapporto fra l'incertezza tipo dichiarata dai laboratori u_i ed incertezza tipo relativa al valore pre-assegnato u_X . (*) SAR 3 m, (□) SAR 10 m, (○) FAR 3 m.

In Fig. 5.6-6 sono indicate le prestazioni dei laboratori secondo i valori espressi della statistica ζ (4.25), in funzione del numero del laboratorio. Si riconoscono i 9 segnali di azione del laboratorio #18 e quello di azione del Lab. #6. Dalla Fig. 5.6-4 si vede che il rapporto u_i/u_x fra l'incertezza tipo dichiarata dai laboratori e quella assegnata al valore di riferimento a-priori è all'incirca sempre maggiore di tre. Di conseguenza l'espressione (4.25) della statistica ζ può essere semplificata come indicato nella relazione (5.34).

$$\zeta_i = \frac{x_i - X}{\sqrt{u_i^2 + u_x^2}} = \frac{\delta_i}{\sqrt{u_i^2 + u_x^2}} \approx \frac{\delta_i}{u_i} \quad (5.34)$$

La Fig. 5.6-7 è dedicata alla rappresentazione delle prestazioni dei laboratori secondo quanto previsto dalla statistica z . L'intervallo verticale è lo stesso di quello di Fig. 5.6-6 per facilitare il confronto. Nove valori, a causa del Lab. #18, superano l'intervallo dei valori verticali riportato in figura. Si individuano i segnali di attenzione (dodici) e segnali d'azione (quattordici).

La statistica z , come avvenuto per la prova FAR 200 - 3000 MHz, sembra essere più grave se confrontata con la statistica ζ . Infatti un maggior numero di segnali di attenzione e di azione è associato alla statistica z rispetto alla statistica ζ (26 rispetto a 10, compreso 9 outliers). Le ragioni sono sostanzialmente le stesse indicate nel § 4.7 in merito ai risultati della prova valutativa FAR 200 - 3000 MHz. A patto che la media robusta delle deviazioni δ^* sia piccola rispetto all' i -esima deviazione δ_i , la statistica z tende ad essere amplificata, rispetto alla statistica ζ , di un fattore prossimo al rapporto u_i/s^* come indicato dalla relazione (5.36). Infatti, consideriamo l'espressione della statistica z è possibile scrivere:

$$z_i = \frac{x_i - x^*}{s^*} = \frac{\delta_i - \delta^*}{s^*} \approx \frac{\delta_i}{s^*} \quad (5.35)$$

Ricavando δ_i dalla relazione (5.34) e sostituendo nella si ottiene:

$$z_i \approx \frac{\delta_i}{s^*} = \frac{u_i}{s^*} \zeta \quad (5.36)$$

Per esempio, consideriamo il caso del Lab. #2: la statistica ζ non rivela nessuna criticità, mentre la statistica z mette in risalto due segnali di attenzione (a 120 e 200 MHz) ed un segnale di azione (160 MHz).

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Harm. #	X [dB(μV/m)]	U_{ref} [dB]	x^* [dB(μV/m)]	s^* [dB]	x [dB(μV/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
2	32,7	1,3	34,7	2,3	33,8	4,8	1,1	0,4	-0,9	-0,4
4	46,0	1,3	44,6	1,3	42,8	4,8	-3,2	-1,3	-1,8	-1,3
6	55,4	1,3	55,8	1,4	58,7	4,8	3,3	1,3	2,8	
8	64,1	1,3	63,6	0,9	67,6	4,8	3,5	1,4	4,0	2,1 WARNING
10	64,7	1,3	64,2	1,9	69,6	4,8	4,9	2,0	5,4	4,4 ACTION
20	67,4	0,9	66,4	0,7	65,0	4,8	-2,4	-1,0	-1,4	2,8 WARNING
30	67,8	0,9	67,5	0,7	67,3	4,8	-0,5	-0,2	-0,2	-0,3
40	68,2	0,9	67,5	0,7	67,7	4,8	-0,5	-0,2	0,2	0,3
50	68,9	0,9	68,3	1,2	67,6	4,8	-1,3	-0,5	-0,7	-0,6

Fig. 5.6-5: Dati di misura Lab. #2

Dalla Fig. 5.6-5 si vede che il Lab. #2 dichiara un'incertezza estesa $U_{lab} = 4,8$ dB per tutte le frequenze, da cui si ricava un'incertezza tipo $u_i = 2,4$ dB. Il rapporto u_i/s^* vale 1,7 (@ 120 MHz); 2,7 (@ 160 MHz) e 1,3 (@ 200 MHz). Se si moltiplicano i corrispondenti valori di ζ per il rapporto u_i/s^* , si ottengono praticamente i valori corrispondenti alla statistica z (2,2 - 3,8 - 2,6).

Nelle Fig. 5.6-8 e Fig. 5.6-9 si riportano gli andamenti in frequenza rispettivamente per la statistica ζ e z , a cui si applicano le stesse considerazioni fatte in merito alla dispersione dei valori per le Fig. 5.6-6 e Fig. 5.6-7.

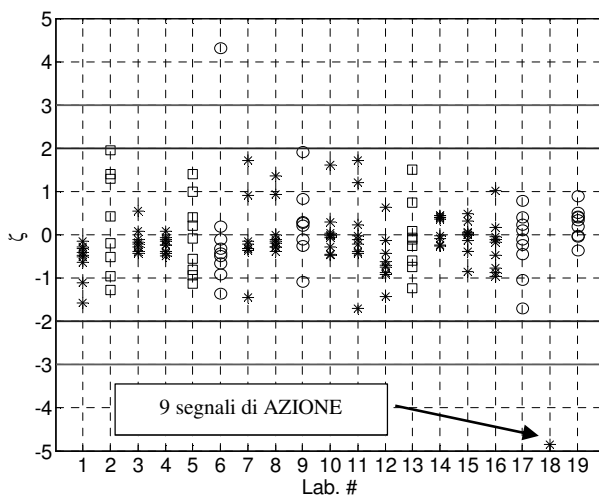


Fig. 5.6-6: Andamento dei valori della statistica ζ in funzione del numero del laboratorio.

(*) SAR 3 m, (□) SAR 10 m, (○) FAR 3 m.

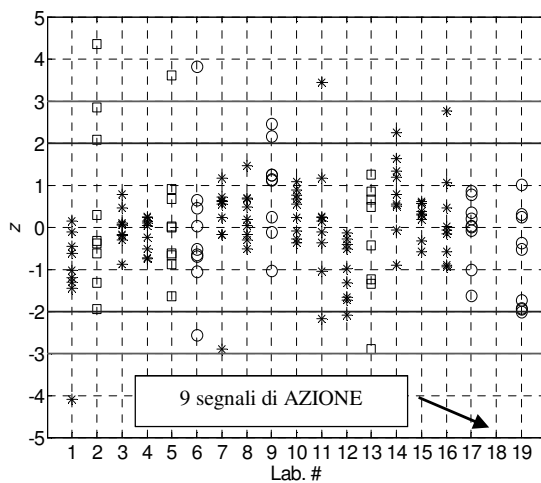


Fig. 5.6-7: Andamento dei valori della statistica z in funzione del numero del laboratorio.

(*) SAR 3 m, (□) SAR 10 m, (○) FAR 3 m.

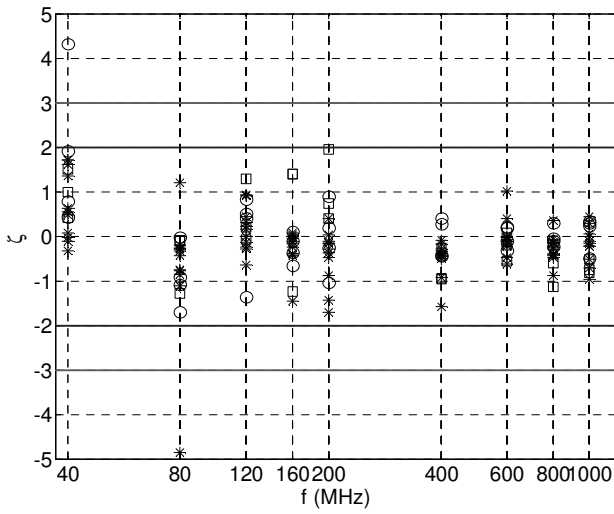


Fig. 5.6-8: Andamento dei valori della statistica ζ in funzione della frequenza.

(*) SAR 3 m, (\square) SAR 10 m, (\circ) FAR 3 m.

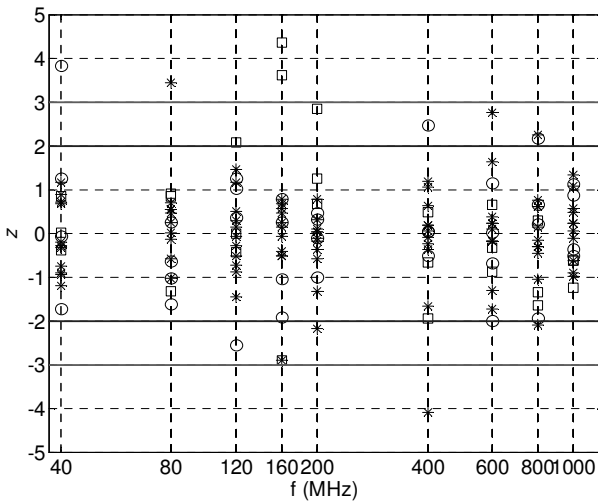


Fig. 5.6-9: Andamento dei valori della statistica z in funzione della frequenza.

(*) SAR 3 m, (\square) SAR 10 m, (\circ) FAR 3 m.

6. Campione itinerante per emissioni radiate da 30 MHz a 6000 MHz

L'esigenza di realizzare prove valutative di emissioni radiate, attraverso un confronto interlaboratorio, per arrivare a coprire tutta l'attuale banda di spettro di interesse nel vasto ambito delle prove di compatibilità elettromagnetica in campo civile, per gli apparecchi della tecnologia dell'informazione (ITE), ha portato a progettare e realizzare un nuovo campione itinerante di campo elettromagnetico che coprisse la banda di frequenze a partire dalle decine di megahertz fino ad almeno 6000 MHz. Questo ci ha condotto alla progettazione ed alla realizzazione di un'antenna biconica (vedi Fig. 6.1-1), detta nel seguito biconica compatta, che contiene al suo interno il generatore a radiofrequenza che l'alimenta, come raffigurato nella Fig. 6.1-2.

Le principali caratteristiche di questa sorgente di campo elettromagnetico sono:

- Banda operativa 50 – 6000 MHz.
- Autonomia maggiore di 4 ore. Tempo di ricarica batteria 3 ore.
- Dimensioni: 100 mm diametro, altezza 120 mm.
- Peso 800 g circa.
- Livello di emissione minimo a 3 m e 10 m confrontabile con i valori limite di campo elettrico emesso secondo la norma CEI EN 55022 [36].

6.1. Antenna trasmittente

La scelta del tipo di radiatore è stata basata sulla necessità di coprire un intervallo di frequenze ampio, dalla decina di megahertz a 6 GHz (i), unita al bisogno di mantenere dimensioni e peso ridotti (ii), in modo però da poter raggiungere comunque un valore minimo di intensità di campo elettromagnetico irradiato (iii) confrontabile con i limiti previsti dalla norma CEI EN 55022 “Apparecchi per la tecnologia dell’informazione - Caratteristiche di radiodisturbo - Limiti e metodi di misura” [36]. Tutto questo con potenze limitate (iv) per contenere la complessità del generatore di segnali integrato all’interno dell’antenna (v), evitando così l’impiego del balun (vi) per semplificare l’analisi elettromagnetica del radiatore (vii), come già esposto nel § 3. Anche l’aspetto della sorgente di alimentazione è stato tenuto in conto, considerando che l’autonomia minima delle batterie ricaricabili, contenute anch’esse all’interno dell’antenna, fosse di almeno 1 ora (viii).

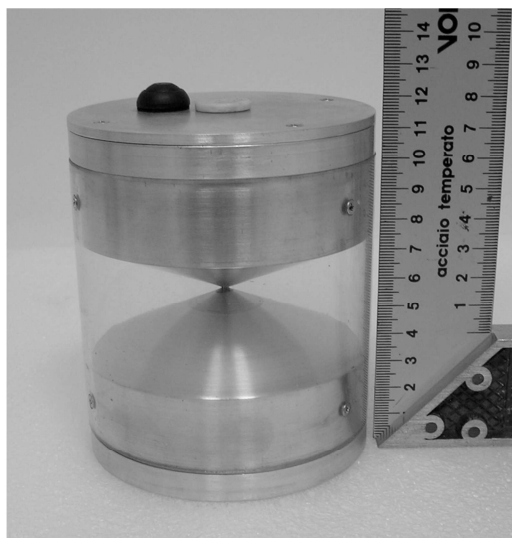


Fig. 6.1-1: Struttura biconica attiva.

Un ulteriore vincolo (ix) dato alla struttura è stato quello che l’antenna avesse un diagramma di radiazione omnidirezionale sul piano orizzontale (piano H) e che non avesse lobi molto frastagliati sul piano verticale (piano E), al contrario di un’antenna direttiva. La condizione di

diagramma omnidirezionale è utile per il campione itinerante perché così si eccita l'intero sito in prova, mettendo in miglior risalto eventuali imperfezioni. Al contrario la presenza di lobi di radiazione frastagliati, rende più incerta la determinazione del valore di campo emesso, sia in fase di taratura che di esercizio.

Analizzando i vincoli esposti si è ristretta la scelta, fra tutte le tipologie di antenne a larga banda, all'impiego di una biconica come visibile in Fig. 6.1-1, Fig. 6.1-2 e Fig. 6.1-3.

Sono state scartate le antenne planari su circuito stampato (tipo Vivaldi e simili), anche se leggere e relativamente compatte (vincolo ii) perché non è possibile inserire al loro interno il generatore e le batterie, aumentando così la complessità dell'analisi elettromagnetica (vincoli v, vi e vii). Inoltre sono antenne direttive e quindi non si sposano con la richiesta di avere un diagramma omnidirezionale (vincolo ix).



Fig. 6.1-2: Vista interna della biconica attiva.

Le antenne ad elica e le antenne a spirale non planari, pur essendo in 3D, non racchiudono un volume delimitato completamente da pareti metalliche, di dimensioni sufficienti per accogliere il generatore e le batterie (vincoli v, vi e vii). Inoltre sono antenne direttive (vincolo ix).

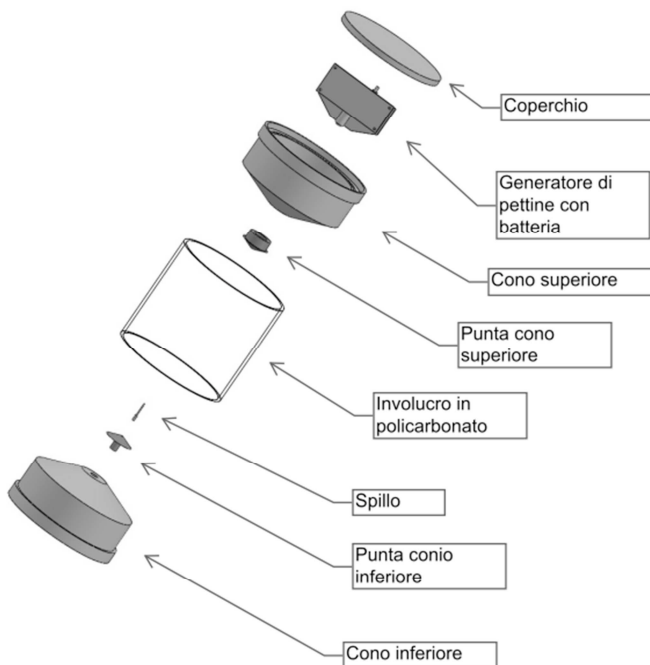


Fig. 6.1-3: Esploso della biconica compatta

La progettazione elettromagnetica della biconica si è basata sulla considerazione che, fissate le dimensioni di ingombro nell'ordine della decina di centimetri (ii), alle frequenze inferiori al gigahertz, l'antenna si sarebbe comportata sostanzialmente da dipolo elettrico corto. Per valori di frequenze superiori, avrebbe iniziato a mostrare invece un incremento del guadagno dovuto al miglioramento della capacità radiativa e di adattamento verso il generatore che la alimenta, caratteristiche del funzionamento proprie dell'antenna biconica. Il parametro principale che determina il comportamento di una biconica (idealmente infinita) è l'angolo Ψ di apertura dei coni che la costituiscono. In condizioni ideali, per avere un'impedenza di ingresso uguale a 50Ω , questo valore deve corrispondere a $\Psi = 134^\circ$ [40]. A seguito di simulazioni, fissato il diametro della biconica a 100 mm, si è osservato che per frequenze inferiori a 6 GHz, il miglior adattamento si otteneva proprio con il

valore dell'angolo del cono pari a 134° . Questa condizione determinava però un'altezza del cono non sufficiente ad accogliere il generatore interno e la sua batteria, quindi è stato scelto di aggiungere, sopra al cono, un cilindro di altezza sufficiente a contenere questi componenti. Questo fatto non ha influito apprezzabilmente sul comportamento in frequenza sopra a circa 2 GHz, migliorando invece le prestazioni a frequenze più basse.

6.2. Generatore di pettine

Il generatore di pettine, visibile in Fig. 6.2-1, è stato auto-costruito e progettato in collaborazione con il Laboratorio di Elettronica del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università degli Studi di Firenze.

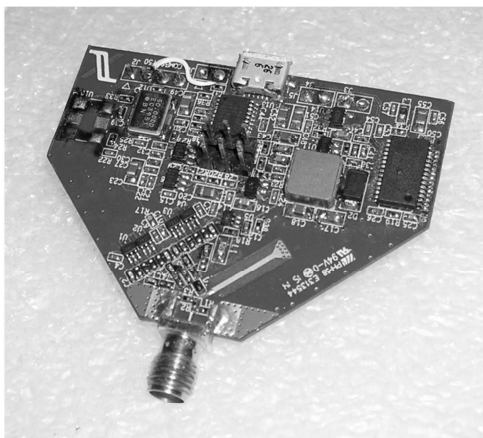


Fig. 6.2-1: Generatore di pettine per campione itinerante SAR/FAR 30 - 6000 MHz (biconica attiva).

Con riferimento allo schema a blocchi di Fig. 6.2-2, l'unità principale del generatore è la sorgente di impulsi (e), con la quale viene alimentato il sistema radiante costituito dall'antenna biconica (f). La sorgente di impulsi necessita di una tensione di alimentazione a 5 V, fornita dal sistema di conversione DC/DC (d) che preleva energia dalla batteria ricaricabile al litio da 3,3 V / 1000 mAh (c). Il carica batteria interno (b) è dedicato alla ricarica della batteria, una volta collegata la

sorgente di alimentazione esterna (5 V) tramite il connettore micro-USB, posto al centro in testa sul cono superiore dell'antenna (vedi Fig. 6.1-1). L'unità di controllo (a) serve a gestire il pulsante di accensione / spengimento, la spia di funzionamento ed a controllare lo stato di carica della batteria.

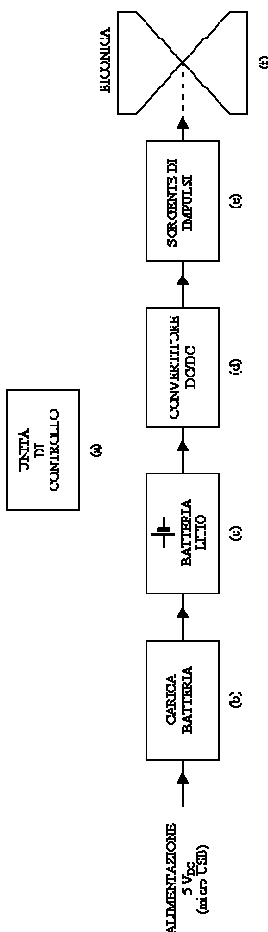


Fig. 6.2-2: Schema a blocchi generatore di pettine per campione itinerante SAR/FAR 30 - 6000 MHz (biconica compatta).

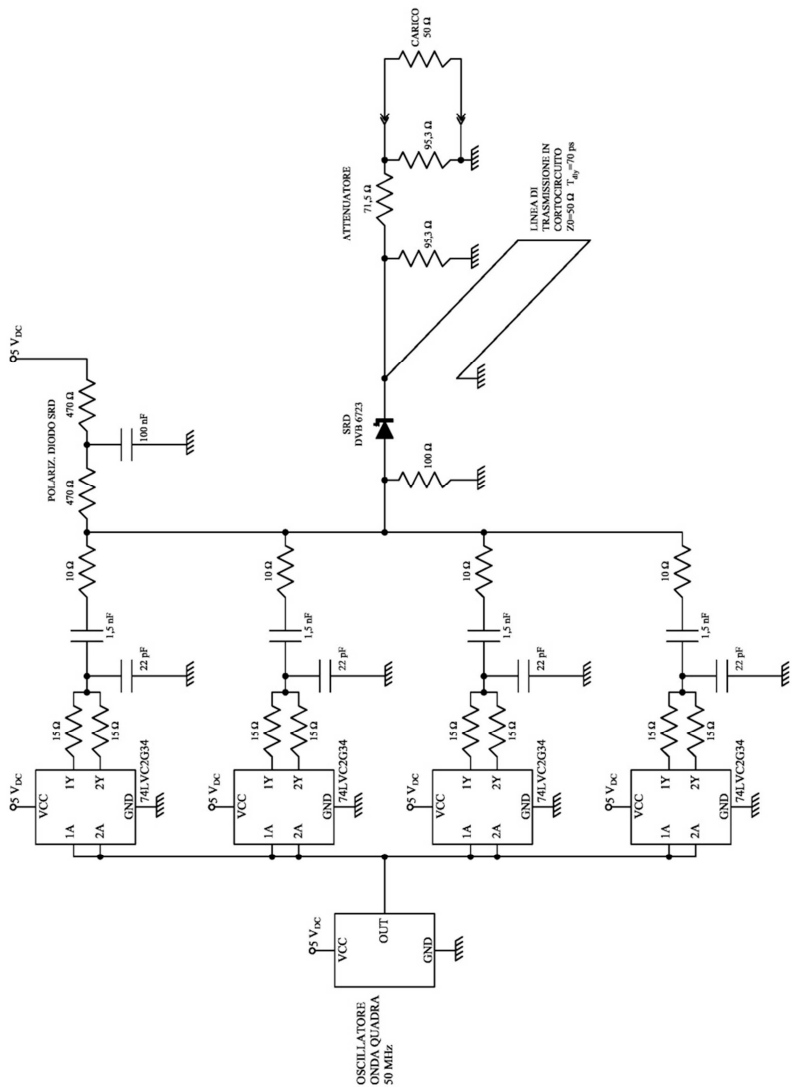


Fig. 6.2-3: Schema elettrico della sorgente di impulsi della biconica compatta.

Per accendere il generatore occorre tenere premuto il pulsante, posto in testa al campione, per almeno 4 secondi. Per spengerlo occorre fare altrettanto. La spia di stato lampeggiante (led verde posto al centro del pulsante), quando non è inserita la sorgente di ricarica della batteria, indica che il generatore è attivo. Se viene connessa l'alimentazione esterna al connettore micro-USB, il led lampeggiante indica che la batteria è in fase di ricarica. Quando la batteria ha raggiunto il livello massimo di carica, il led rimane acceso a luce fissa.

Il circuito elettrico della sorgente di impulsi (vedi Fig. 6.2-3), si basa sull'uso di un diodo SRD (Step Recovery Diode), ed è simile alla configurazione adottata nel generatore di pettine utilizzato nelle prove valutative precedentemente descritte (vedi §4.3). In Fig. 6.2-4 è riportato il circuito equivalente di Fig. 6.2-3, a riguardo della sezione di pilotaggio del diodo SRD, formato da 4 drivers, a bassa impedenza, tipo 74LVC2G34, con l'aggiunta del circuito di polarizzazione sostanzialmente equivalente alla batteria $E_p \approx 0,5 \text{ V}$. La parte relativa al circuito di uscita (lato carico da 50Ω) è costituita da un attenuatore da 10 dB che ha lo scopo di disaccoppiare il circuito base generatore di impulsi, formato dal diodo SRD e dalla linea in cortocircuito LT1, dal carico e viceversa.

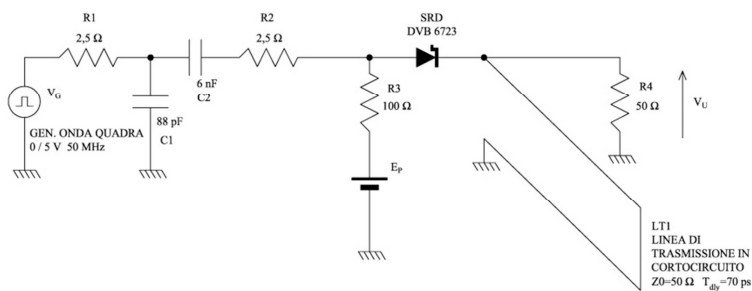


Fig. 6.2-4: Circuito equivalente della sorgente di impulsi di Fig. 6.2-3.

Per rappresentare qualitativamente il funzionamento del circuito della sorgente di impulsi schematizzato in Fig. 6.2-4, circa il funzionamento non lineare del diodo SRD, questo componente lo si approssima come riportato in Fig. 6.2-5-a, a seconda del suo stato di funzionamento: polarizzazione diretta oppure polarizzazione inversa [41]. In polarizzazione diretta ($V_{AK} > V_J \approx 0,7 V$) il diodo SRD è schematizzato come un condensatore $C_{AK} = C_F$ di elevata capacità (idealmente infinita, Fig. 6.2-5-b), con una resistenza in parallelo R_F , avente un valore, come ordine di grandezza, nell'ordine di 1Ω . La costante di tempo $C_F R_F = \tau$ rappresenta il Transition Time del diodo (idealmente infinito).

In polarizzazione inversa ($V_{AK} < V_J \approx 0,7 V$) il circuito equivalente del diodo SRD è sostanzialmente rappresentato dalla sua capacità inversa $C_{AK} = C_R$, di valore prossimo al picofarad (vedi Fig. 6.2-5-a). La resistenza di bulk, che offre il diodo al passaggio della corrente è tenuta in conto da R_S ($\approx 0,5 \Omega$), sia in polarizzazione diretta che inversa (trascurabile).

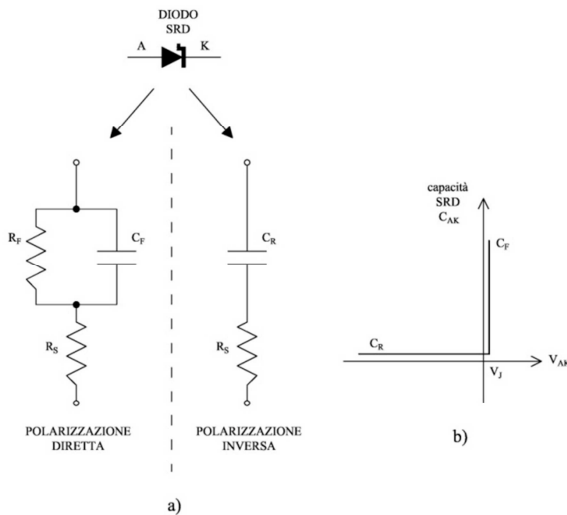


Fig. 6.2-5: Circuito equivalente diodo SRD.

I due netti stati di funzionamento tipici del diodo SRD, così come descritti e schematizzati, permettono di trattare in modo lineare il suo comportamento a seconda del suo stato di polarizzazione [41]. Questo non sarebbe stato possibile, ad esempio, se la capacità C_{AK} fosse variava in continuità con la tensione applicata al diodo V_{AK} come succede per i diodi varactor.

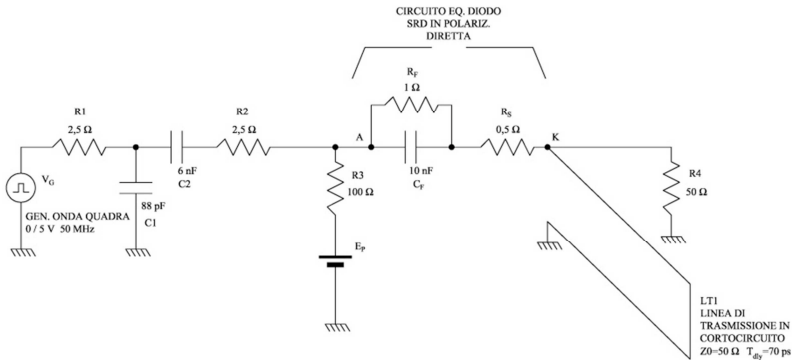


Fig. 6.2-6: Circuito equivalente della sorgente di impulsi con diodo SRD in polarizzazione diretta, $V_{AK} > V_J$.

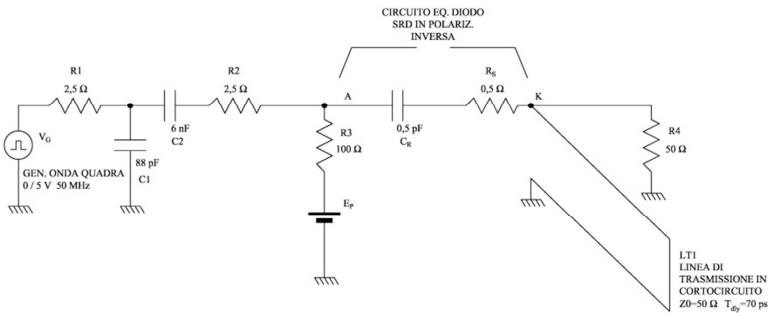


Fig. 6.2-7: Circuito equivalente della sorgente di impulsi con diodo SRD in polarizzazione inversa, $V_{AK} < V_J$.

In Fig. 6.2-6 è riportato il circuito equivalente della sorgente di impulsi con diodo SRD in polarizzazione diretta, mentre in Fig. 6.2-7 quello relativo alla polarizzazione inversa. Per il diodo SRD 6723-01 è stato considerato un valore di Transition Time $\tau = 10 \text{ ns}$ ed un valore della capacità in polarizzazione inversa $C_R = 0,5 \text{ pF}$, come indicato da produttore. Di conseguenza, fissato orientativamente il valore di $R_F \approx 1 \Omega$, si ottiene un valore corrispondente valore di $C_F \approx 10 \text{ nF}$.

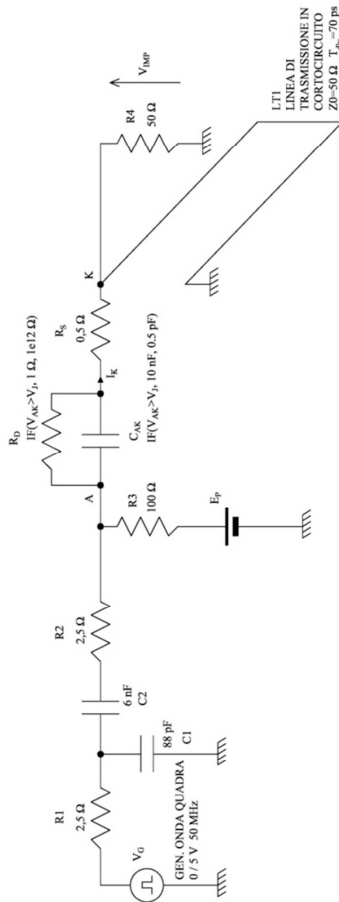


Fig. 6.2-8: Circuito equivalente della sorgente di impulsi con diodo SRD usato per la simulazione numerica.

Per procedere alla simulazione numerica (qualitativa) del circuito per la generazione degli impulsi, è stato fatto ricorso allo schema di Fig. 6.2-8, in cui sono stati fusi i circuiti equivalenti riguardanti la condizione di polarizzazione diretta dello SRD (Fig. 6.2-6) ed inversa (Fig. 6.2-7). La scelta fra una configurazione e l'altra, avviene tramite il controllo della tensione V_{AK} ai capi del circuito equivalente del diodo SRD. Per la simulazione in oggetto, si è fatto ricorso al software Micro-Cap 11²³, che si basa sull'uso del solutore SPICE. In Fig. 6.2-9 è stato riportato il risultato dell'andamento qualitativo della simulazione riferito alla corrente del diodo I_K , alla carica Q della capacità del diodo C_{AK} , alla tensione di comando V_G , ed all'impulso generato V_{IMP} . Considerando un ciclo di comando, quando la tensione V_G è alta, il diodo SRD è polarizzato direttamente, comportandosi in prima approssimazione come una capacità di valore infinito ($C_{AK} = C_F$), quindi paragonabile praticamente ad un cortocircuito. In questa situazione la corrente che lo attraversa I_K è sostanzialmente costante e la carica Q quindi cresce in modo lineare. La tensione di uscita V_{IMP} è nulla perché la linea LT1 si comporta da cortocircuito. Al momento che V_G si azzerava, la capacità C_{AK} tende a scaricarsi e la corrente I_K cambia verso, con andamento oscillatorio smorzato (il comportamento induttivo è dato in pratica dalla linea LT1 chiusa in cortocircuito). Al momento che la carica Q si è azzerata, il diodo SRD passa dalla polarizzazione diretta a quella inversa, aprendosi perché tende molto velocemente a diventare una capacità di valore bassissimo: $C_{AK} \approx C_R \approx 0,5 \text{ pF}$. In questo istante la corrente I_K , che sta passando tutta sostanzialmente dalla linea LT1 in corto, ha raggiunto un valore negativo di ampiezza molto maggiore (anche decine di volte) rispetto a quello corrispondente alla fase di carica (polarizzazione diretta) della giunzione del diodo (capacità $C_{AK} = C_F$). In questa situazione, l'energia immagazzinata nella linea di trasmissione si riversa quasi interamente sul carico di uscita creando un impulso molto stretto (vedi V_{IMP} di Fig. 6.2-9) di durata all'incirca doppia rispetto al tempo di propagazione T_{dly} ($\approx 70 \text{ ps}$) della linea stessa LT1, che in questo caso corrisponde a circa 140 ps. La regolazione del valore della tensione di polarizzazione E_P (vedi Fig. 6.2-8) permette di far commutare il diodo SRD in corrispondenza del

²³ Free evaluation version, <http://www.spectrum-soft.com/index.shtml>.

valore massimo di ampiezza (picco negativo) della corrente I_K , ottenendo corrispondentemente il valore massimo dell'impulso in uscita. In Fig. 6.2-10 è riportato l'andamento spettrale della potenza P misurata (o) del generatore di pettine in oggetto (taratura), riferita ad un carico di 50Ω , rispetto a quanto previsto dalla simulazione qualitativa (*). Si nota che gli andamenti sono simili anche se lo scarto è apprezzabile, questo a giustificazione solo dell'interpretazione del fenomeno.

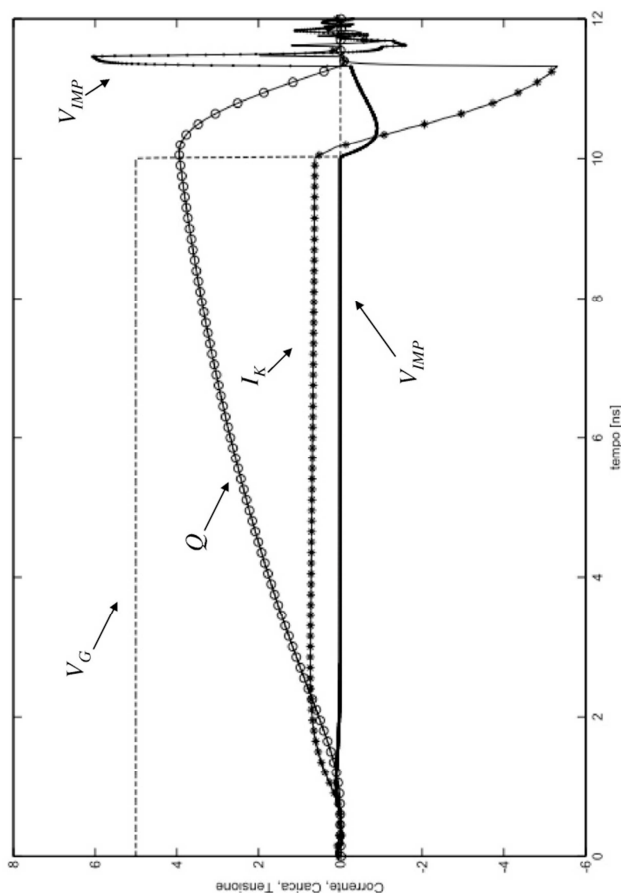


Fig. 6.2-9: Andamento qualitativo dei segnali del generatore di impulsi: (o) carica immagazzinata nel diodo Q , (*) corrente del diodo I_K , (--) tensione di comando V_G , (.) impulso di uscita V_{IMP} . (Asse verticale non in scala).

La taratura del generatore, vista come la potenza fornita dal generatore ad un carico di $50\ \Omega$, è stata eseguita presso l'Istituto di Ricerca Metrologica Nazionale (INRiM) di Torino, fornendo un'incertezza tipo $u_{TAR} = 0,2\ \text{dB}$ riferita ad un intervallo temperatura compreso fra 15°C e 25°C . L'andamento in frequenza di questi valori è riportato in Fig. 6.2-10.

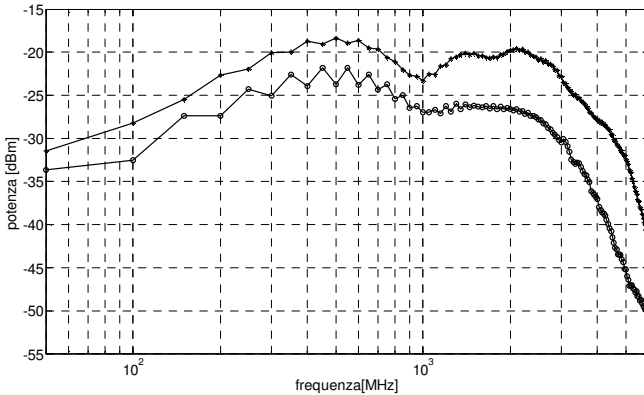


Fig. 6.2-10: Potenza generatore di pettine della biconica compatta riferita ad un carico di $50\ \Omega$. (*) Simulazione qualitativa. (o) Rilievo misura generatore (taratura).

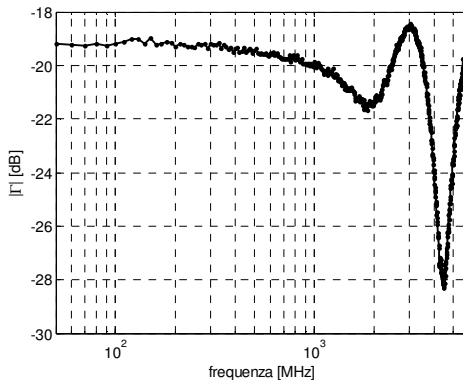


Fig. 6.2-11: Modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{GP}|$ del generatore della biconica compatta.

In Fig. 6.2-11 è riportato l'andamento del modulo del coefficiente di riflessione del generatore di pettine $|\Gamma_{GP}|$, misurato con un analizzatore di reti vettoriale (HP8753E).

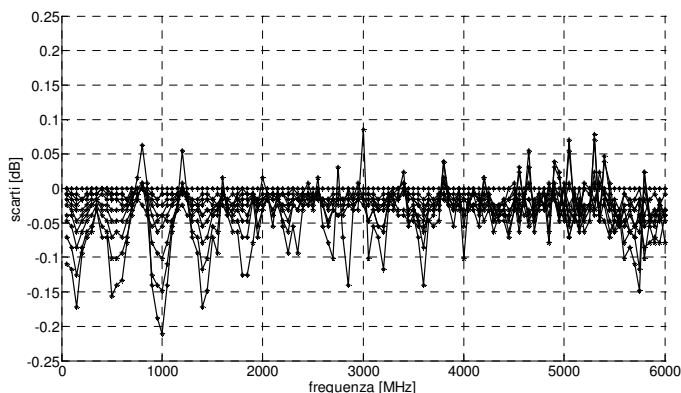


Fig. 6.2-12: Scarti delle ampiezze delle armoniche del generatore della biconica compatta rispetto al loro valore a regime termico, considerato raggiunto dopo due ore di funzionamento, riferito alla temperatura ambiente di 20°C. Andamento in funzione della frequenza.

In Fig. 6.2-12 sono riportati, in funzione della frequenza, gli andamenti degli scarti delle ampiezze delle armoniche del generatore della biconica compatta, rispetto ai loro corrispondenti valori ottenuti a due ore di funzionamento, considerato raggiunto il regime di termico, alla temperatura ambiente di 20°C. In Fig. 6.2-13 sono stati riportati gli stessi scarti ma in funzione del tempo. Queste misure sono servite a determinare i tempi di warm-up del generatore.

La misura è stata fatta con l'analizzatore di spettro Advantest R3162, tamponato dall'attenuatore da 10 dB HP 8491°, dopo una fase di "warm-up" di 2 ore. Il campionamento è stato eseguito in automatico, a cadenza di 12 minuti per un totale di 10 acquisizioni, su tutte le righe spettrali da 50 a 6000 MHz.

I risultati mostrano che si ha uno scarto massimo di 0,21 dB alla frequenza di 1000 MHz (vedi Fig. 6.2-12). Questo scarto sostanzialmente si dimezza se si attende almeno 35 minuti dopo l'accensione del generatore (vedi Fig. 6.2-13). Volendo tenere conto di

tale comportamento in termini di incertezza, fissato in 15 minuti il tempo minimo di riscaldamento del generatore (warm-up), si ipotizza che l'uso del campione avvenga nelle successive due ore, con una distribuzione di probabilità uniforme in questo intervallo di tempo. Ipotizzando quindi una corrispondente distribuzione degli scarti in temperatura uniforme (condizione pessimistica) si individua u_w (eq. (6.1), [31]) il corrispondente scarto tipo relativo alla condizione di autori-saldamento.

$$u_w = \frac{0,21 \text{ dB}}{\sqrt{3}} = 0,12 \text{ dB} \quad (6.1)$$

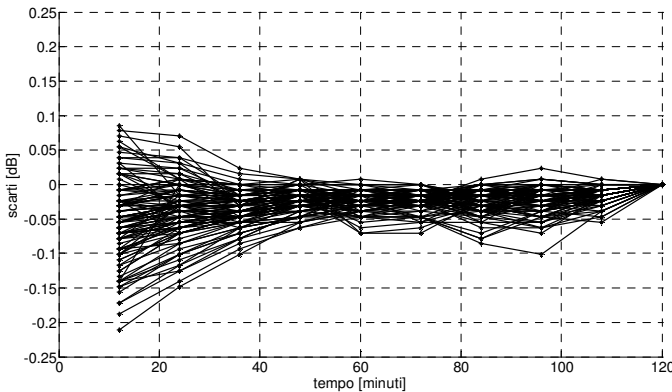


Fig. 6.2-13: Scarti delle ampiezze delle armoniche del generatore della biconica compatta rispetto al loro valore di regime termico, considerato raggiunto dopo due ore di funzionamento, riferito alla temperatura ambiente di 20°C. Andamento in funzione del tempo.

In Fig. 6.2-14 sono riportati gli andamenti degli scarti delle ampiezze delle armoniche del generatore della biconica compatta, al variare della temperatura ambiente (15°C e 25°C) rispetto alla condizione di riferimento a 20°C. Il massimo scostamento si ha a circa 4500 MHz, con un valore di 0,5 dB. Anche in questo caso, come il precedente, ipotizzando una distribuzione uniforme degli scarti, si individua un valore corrispondente di scarto tipo u_T (eq.(6.2), [31]) pari a:

$$u_T = \frac{0,5 \text{ dB}}{\sqrt{3}} = 0,29 \text{ dB} \quad (6.2)$$

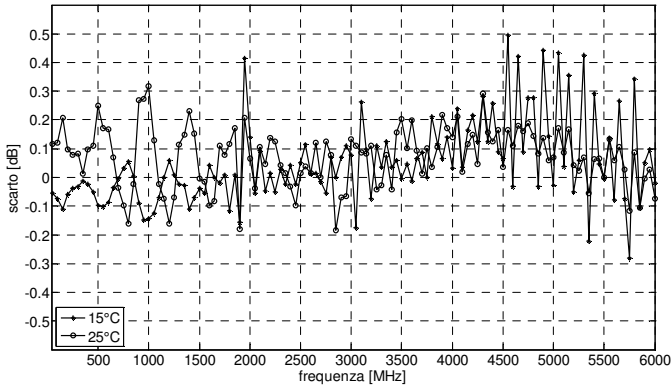


Fig. 6.2-14: Andamento degli scarti delle ampiezze delle armoniche del generatore della biconica compatta, al variare della temperatura ambiente rispetto a quella di 20°C: (*) 15°C e (o) 25°C. Rilievo eseguito dopo 2 ore di funzionamento.

Considerando lo scarto tipo corrispondente all'incertezza di taratura sulla potenza $u_{TAR} = 0,2 \text{ dB}$, lo scarto tipo relativo all'auto riscaldamento $u_W = 0,12 \text{ dB}$ e quello corrispondente alle variazioni di temperatura ambiente $u_T = 0,29 \text{ dB}$, si può quantizzare l'incertezza complessiva sulla potenza del generatore, in termini di uno scarto tipo u_P , come indicato dalla eq. (6.3), ipotizzando ragionevolmente che i tre fenomeni indicati siano indipendenti fra di loro.

$$u_P = \sqrt{u_{TAR}^2 + u_W^2 + u_T^2} \leq 0,4 \text{ dB} \quad (6.3)$$

6.3. Simulazione biconica compatta SAR/FAR

La simulazione elettromagnetica del campione itinerante in oggetto segue le linee guida principali già esposte in merito alla caratterizzazione dei precedenti campioni (vedi §4.1, §5.2.1 e §5.3.1). La struttura in metallo è stata considerata come conduttore elettrico perfetto e quindi rappresentata solo da superfici (di spessore nullo). Come tipo di solutore elettromagnetico, anche in questo caso, è stato scelto il metodo dei momenti (MoM), esteso a tutto il volume per il tubo esterno in polycarbonato, caratterizzato da una costante di permeabilità dielettrica relativa $\epsilon_r = 3,1$ e da un fattore di perdita $\tan \delta = 0,01$ [37]. La struttura della biconica compatta descritta all'interno del simulatore è rappresentata in Fig. 6.3-1.

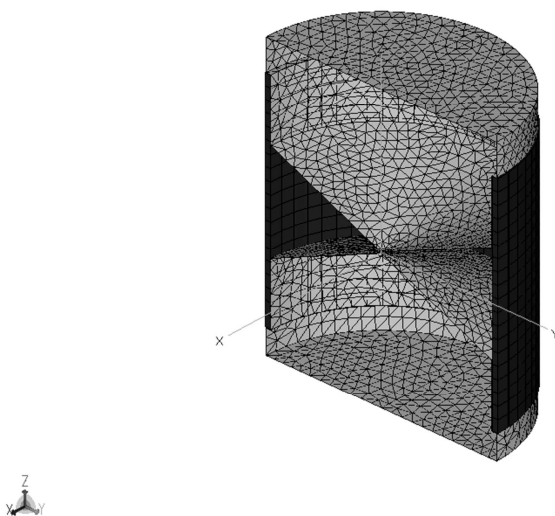


Fig. 6.3-1: Struttura della biconica compatta rappresentata nel simulatore elettromagnetico (vista in sezione).

Il volume del tubo dielettrico esterno è stato discretizzato in elementi approssimativamente di forma cubica, aventi un lato di lunghezza massima di 5 mm, pari a $\lambda_{\min} / 10$ ($\lambda_{\min} = 5$ cm corrispondenti alla frequenza massima di 6 GHz). Le superfici di metallo sono state discretizzate in elementi triangolari, grossomodo equilateri aventi area massima minore di $\lambda_{\min}^2 / 200$ ²⁴. L'alimentazione al vertice dei coni contrapposti è stata schematizzata come una porta di bordo (edge port), a cui è stato collegato un generatore di tensione avente un'impedenza serie pari a 50 Ω .

Nella simulazione per ambiente FAR, il riferimento è lo spazio libero (vedi Fig. 6.3-2). In caso di simulazione per ambiente SAR, il riferimento è il semi-spazio libero delimitato da un piano infinito di conduttore elettrico perfetto. Il campione è posto ad una quota di 80 cm dal piano conduttore, preso di riferimento la faccia inferiore della biconica compatta. Questa configurazione schematizza il campione appoggiato su di un tavolo di 80 cm in materiale dielettrico (trasparente), come richiesto dalla norma per le prove in camera semi-anecoica (vedi Fig. 6.3-3).

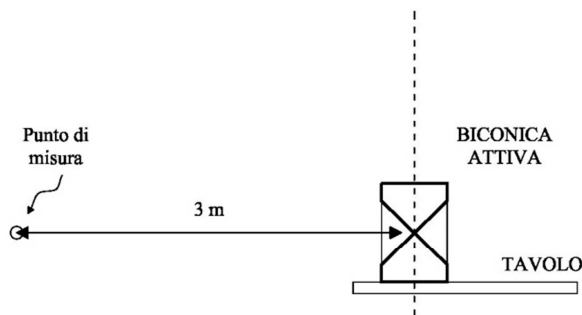


Fig. 6.3-2: Configurazione di prova FAR.

²⁴ Nella guida a corredo del simulatore, per ottenere una simulazione affidabile, è consigliata una dimensione massima dell'area della patch paria circa $\lambda^2/150$ e del lato del cuboide paria circa $\lambda/10$.

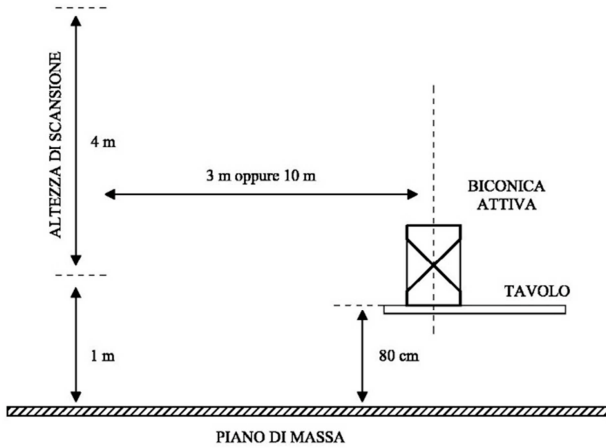


Fig. 6.3-3: Configurazione di prova SAR 3 m oppure SAR 10 m.

In Fig. 6.3-4 sono riportati gli andamenti dei fattori di radiazione FR_{3m}^{SAR} , FR_{10m}^{SAR} , FR_{3m}^{FAR} (per le definizioni si veda §5.2.1, relazioni (5.1), (5.2) e (5.3)), ricavati dalle simulazioni elettromagnetiche, relativi alle tre tipologie di riferimento: SAR 3 m, SAR 10 m (vedi Fig. 6.3-3) e FAR (vedi Fig. 6.3-2).

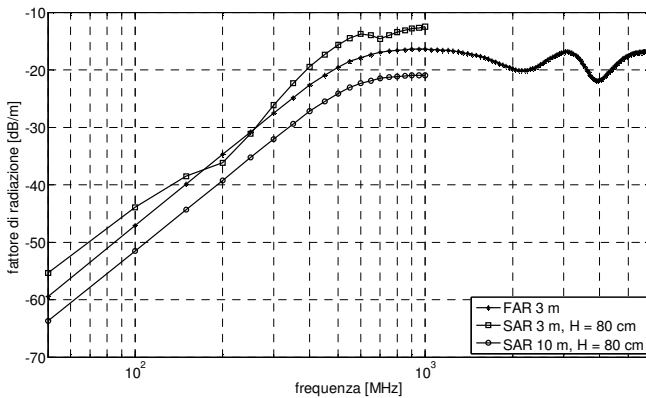


Fig. 6.3-4: Fattori di radiazione della biconica compatta calcolati dalla simulazione elettromagnetica.

In Fig. 6.3-5 è stato riportato l'andamento del modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{AT}|$ dell'antenna biconica dato anch'esso dalla simulazione elettromagnetica.

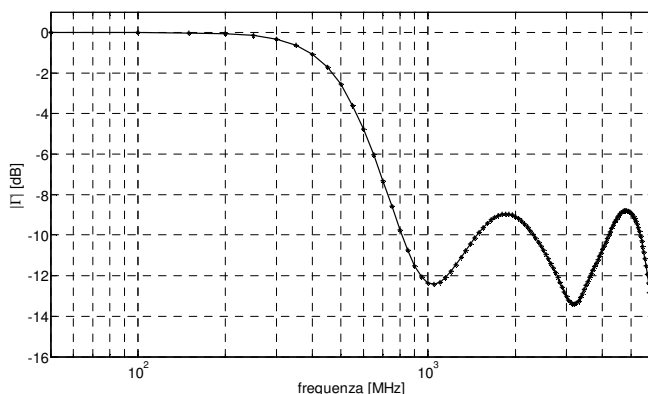


Fig. 6.3-5: Modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{AT}|$ della biconica previsto dalla simulazione elettromagnetica.

6.4. Valore pre-assegnato per la banda da 50 a 1000 MHz

La definizione del valore di riferimento assegnato a-priori (taratura) al campo elettrico emesso della biconica compatta è stata differenziata a seconda della tipologia del sito (SAR 3 m / 10 m e FAR 3 m) a cui è destinata ed in base alla banda di frequenza di impiego. La determinazione del valore di riferimento pre-assegnato X , è stata fatta attraverso simulazioni fino alla frequenza di 1000 MHz, per gli stessi motivi e con gli stessi criteri adottati per la prova valutativa SAR/FAR 30 – 1000 MHz precedentemente descritta (vedi §5). Per la restante parte di banda operativa, fino alla frequenza di 6000 MHz, il valore di riferimento pre-assegnato è stato determinato tramite misura diretta del campo elettromagnetico emesso.

Per la determinazione del valore a-priori dell'intensità di campo elettrico della componente verticale E_z (vedi Fig. 6.3-1), emesso in ambiente semi-anecoico (SAR) ed anecoico (FAR), nella gamma da 50 a 1000 MHz, alla distanza di 3 m, X_{3m}^{SAR} , X_{3m}^{FAR} ed alla distanza di 10 m

X_{10m}^{SAR} , sono state utilizzate le relazioni (6.4) in cui i fattori di radiazione FR_{3m}^{SAR} , FR_{10m}^{SAR} , FR_{3m}^{FAR} sono stati determinati tramite simulazioni (vedi §6.3). I valori così ottenuti sono riportati in Fig. 6.4-1.

$$\begin{aligned} X_{3m}^{SAR} &= FR_{3m}^{SAR} + P + 113 \\ X_{10m}^{SAR} &= FR_{10m}^{SAR} + P + 113 \\ X_{3m}^{FAR} &= FR_{3m}^{FAR} + P + 113 \end{aligned} \quad (6.4)$$

Nelle relazioni (6.4) i valori di campo elettrico sono espressi in dB(μ V/m) e con P , espressa in dBm, viene indicata la potenza che il generatore di pettine eroga su di un carico di 50 Ω (vedi § 4.3 e Fig. 6.2-10).

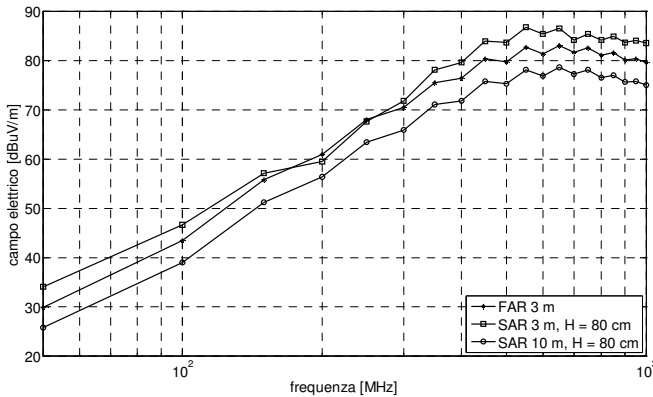


Fig. 6.4-1: Valori di riferimento pre-assegnati del campo elettrico della biconica compatta nella banda 50 - 1000 MHz.

6.4.1. Stima dell'incertezza nella banda da 50 a 300 MHz

L'incertezza tipo u_X sul valore del campo elettrico pre-assegnato X per l'ambiente elettromagnetico di riferimento SAR/FAR per frequenze comprese fra 50 e 300 MHz è data dalla somma in quadratura dei seguenti contributi:

- i) Incertezza associata alla simulazione (6.17): $u_s = 0,7$ dB.
- ii) Incertezza associata al disadattamento fra generatore ed antenna (6.18): $u_M = 0,7$ dB.
- iii) Incertezza associata alla potenza P che il GP fornisce ad un carico di 50Ω (6.3): $u_p = 0,4$ dB.

$$u_X \approx \sqrt{u_s^2 + u_p^2 + u_M^2} = 1,1 \text{ dB} \quad (6.5)$$

Per valutare l'incertezza estesa U_X da attribuire al valore del campo elettrico pre-assegnato X per l'ambiente elettromagnetico di riferimento SAR/FAR per frequenze comprese fra 50 e 300 MHz, si sceglie un fattore di copertura $k = 2$ (due scarti tipo) ottenendo:

$$U_X = 2u_X \approx 2,2 \text{ dB} \quad (6.6)$$

- i) Incertezza tipo di simulazione nella banda da 50 a 300 MHz

Per la determinazione dell'incertezza tipo di simulazione u_s , nella gamma di frequenze da 50 a 300 MHz, è stata adottata la procedura indicata nel §0, già utilizzata per la validazione dei risultati delle simulazioni relative al campione itinerante sviluppato per la gamma di frequenza da 30 a 200 MHz, nell'ambito della prova valutativa SAR/FAR 30 – 1000 MHz precedentemente descritta.

Anche in questo caso è stato preparato un esperimento per la misura del campo magnetico in campo vicino, confrontando i risultati con quelli forniti dal simulatore elettromagnetico in cui è stata descritta la stessa prova. La configurazione di misura del campo magnetico adottata è riportata in Fig. 6.4.1-1 dove è visibile la biconica compatta con applicato il sensore di campo magnetico a loop auto-costruito (vedi Appendice 0).



Fig. 6.4.1-1: Configurazione di misura in campo vicino per gamma 50 – 300 MHz.

Per la forma del loop, è stata scelta quella di tipo quadrata in modo da avere un lato diritto da appoggiare direttamente sul fianco della biconica compatta, permettendo un saldo fissaggio in modo più agevole rispetto ad una forma circolare, come quella del sensore impiegato nel precedente esperimento simile (vedi §5.2.2).

Il confronto fra il risultato dell'esperimento rispetto a quello della simulazione, si basa sul raffronto fra la perdita di inserzione misurata IL_M tra le antenne (loop sensore magnetico e biconica) e quella IL_C calcolata tramite l'uso delle simulazioni elettromagnetiche.

Il calcolo della perdita di inserzione IL_C , si basa sulla conoscenza della corrente del loop I_L al taglio, calcolata tramite la simulazione elettromagnetica della biconica, come descritta nel §6.3, con l'aggiunta del loop del sensore magnetico come riportato in Fig. 6.4.1-2. L'antenna biconica è stata alimentata con un generatore avente una tensione a vuoto di valore $V_g = 1 \text{ V}_{\text{RMS}}$, con in serie una resistenza $R_g = R_0 = 50 \text{ } \Omega$, quindi una potenza disponibile P pari a 7 dBm (5 mW). Il loop è stato considerato caricato con due resistenze in serie

da 50Ω , come indicato in Appendice 0 e come raffigurato in Fig. 6.4.1-3.

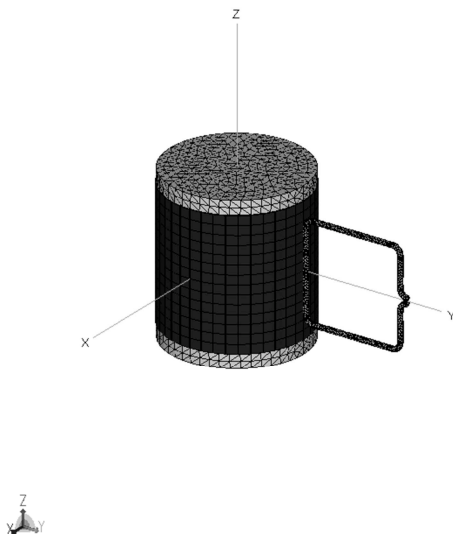


Fig. 6.4.1-2: Struttura di simulazione per il calcolo della perdita di inserzione IL_C .

Seguendo la procedura già descritta nel §0 con riferimento al circuito equivalente di Fig. 6.4.1-3, si è ottenuto la relazione (6.7), con la perdita di inserzione IL_C espressa in dB.

$$IL_C = 10 \log_{10} \left(\frac{V_g^2}{4R_0} \right) - 10 \log_{10} (R_0 I_L^2) + A_C \quad (6.7)$$

Dove A_C rappresenta l'attenuazione del tratto di cavo coassiale RG402²⁵, di lunghezza $\ell_C = 61$ cm, che collega una delle due porte di uscita al taglio, secondo la relazione (6.8) (A_C in dB con f espressa in megahertz).

²⁵ Vedi dati produttore HUBER + SUNHER, <http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Cables>

$$A_c = \ell_c \left(18 \times 10^{-3} \sqrt{f} + 4 \times 10^{-5} f \right) \quad (6.8)$$

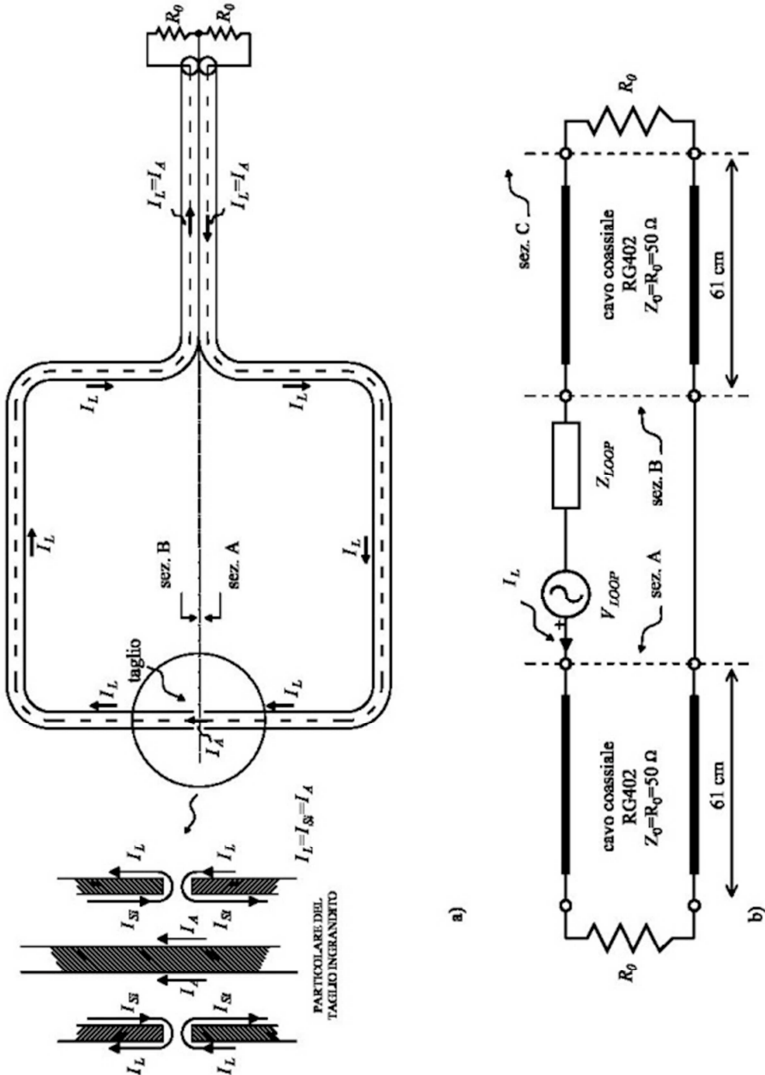


Fig. 6.4.1-3: Circuito equivalente sensore magnetico a loop due porte.

I risultati della perdita di inserzione calcolata IL_C sono stati riportati nella Tabella 6.4.1-1.

Tabella 6.4.1-1: Risultati della perdita di inserzione calcolata IL_C biconica compatta / loop.

f [MHz]	P [dBm]	I_L [dBA]	IL_C [dB]
50	7	-80,3	40,4
100	7	-70,2	30,2
150	7	-65,1	25,2
200	7	-62,0	22,0
250	7	-59,7	19,8
300	7	-58,0	18,1

La misura della perdita di inserzione IL_M è stata fatta per confronto con un attenuatore a scatti tarato, marca TELONIC modello 8143. Come strumento di comparazione è stato utilizzato un analizzatore di spettro, (AS), marca ADVANTEST modello R3162.

Facendo riferimento allo schema di Fig. 6.4.1-4, si riportano sinteticamente i vari passaggi che hanno permesso di arrivare a determinare la perdita di inserzione sperimentale IL_M (vedi anche §0).

Nell'uso del sensore magnetico a loop, è stata usata una sola porta, terminando l'altra su di una impedenza da 50 Ω , come visibile in Fig. 6.4.1-1.

Nella fase per il rilievo della potenza di riferimento P_{RIF} è stato estratto il generatore di pettine dalla biconica ed è stato montato il sistema di misura come schematizzato in Fig. 6.4.1-1-a, con l'attenuatore a scatti #1 (TELONIC 8143) impostato al valore della perdita di inserzione calcolata, IL_C (vedi Tabella 6.4.1-1), arrotondato all'intero più vicino. I dati relativi all'attenuazione ATT ed alla potenza P_{RIF} sono riportati nella Tabella 6.4.1-2.

Tabella 6.4.1-2: Potenza di riferimento misurata dall'AS (P_{RIF}) e corrispondente valore impostato dell'attenuazione dell'attenuatore a scatti (ATT).

f [MHz]	P_{RIF} [dBm]	ATT [dB]
50	-70,4	40
100	-59,3	30
150	-49,1	25
200	-46,1	22
250	-41,2	20
300	-40,4	18

L'impostazione dell'AS, mantenuta per tutta la conduzione dell'intera prova di misura di IL_M , è stata la seguente:

- Frequenze di sintonia: vedi Tabella 6.4.1-2
- Intervallo di frequenza esplorato: 10 kHz
- Banda di risoluzione: 1 kHz
- Banda filtro video: 1 kHz
- Tempo di scansione: 20 ms
- Livello di riferimento: -35 dBm
- Scala verticale: logaritmica, 5 dB/div
- Attenuazione interna: 10 dB
- Medie video: 300
- Rivelatore: Normal
- ANL: < -104 dBm

Per l'incertezza tipo u_{RIF} relativa alla misura della potenza di riferimento P_{RIF} , come già indicato dalla eq. (5.12), in relazione allo schema di misura della Fig. 6.4.1-4-a, si ottiene:

$$\begin{aligned}
 u_{RIF} &= \frac{8,686}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(|\Gamma_{GP}| |S_{11}|\right)^2 + \left(|\Gamma_M| |S_{22}|\right)^2 + \left(|\Gamma_{GP}| |\Gamma_M| |S_{21}|^2\right)^2} \approx \\
 &\approx 6,142 |\Gamma_{ATT}| \sqrt{|\Gamma_{GP}|^2 + |\Gamma_M|^2} < 0,1 \text{ dB}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Nella relazione (6.9) è stato considerato che, su tutta la gamma di frequenze di interesse, sono state ottenute le seguenti condizioni operative:

- $|S_{21}| \ll 1$ perché il valore impostato dell'attenuazione dell'attenuatore a scatti è stato maggiore di circa 20 dB.
- $|\Gamma_M| < 0,04$, valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione equivalente dell'analizzatore di spettro, visto a monte di un cavo coassiale RG58 (50 Ω) lungo 50 cm e misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50 Ω ZBR2²⁶.
- $|\Gamma_{GP}| \leq 0,11$ ($|\Gamma_{GP}| \leq -19$ dB) valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione del generatore, come si deduce dalla Fig. 6.2-11.
- $|\Gamma_{ATT}| < 0,13$, valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione dell'attenuatore a scatti (TELONIC 8143), secondo quanto dichiarato dal costruttore.

²⁶ Incertezza di misura dichiarata dal costruttore +/- 1 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

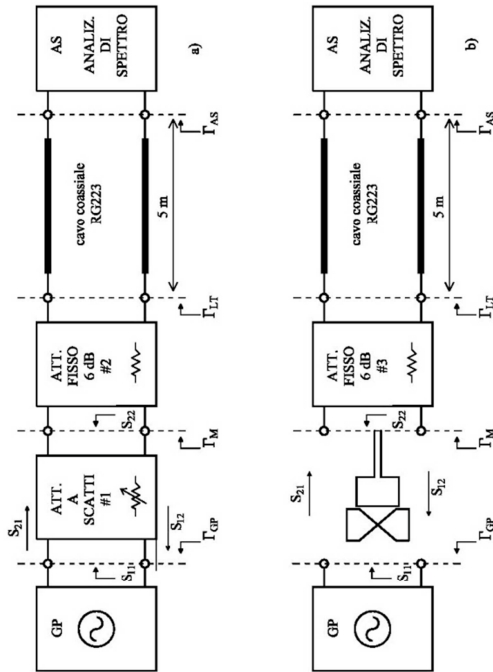


Fig. 6.4.1-4: Schema di misura per rilievo perdita di inserzione IL_M fra l'antenna biconica compatta ed il sensore magnetico a loop. a) Riferimento. b) Misura dell'attenuazione di tratta con le antenne inserite.

Per il rilievo della perdita di inserzione IL_M , fra biconica e loop, è stata utilizzata la catena di misura di Fig. 6.4.1-4-a, impostando il valore dell'attenuazione dell'attenuatore a scatti, ATT a 0 dB. Sono state ripetute 5 misure per mediare l'interferenza dovuta al sito di prova, spostando in maniera rigida il radiatore (biconica + loop) e sensore (vedi Fig. 6.4.1-1). Le misure sono state eseguite all'aperto su di un terreno argilloso. Per le frequenza d'interesse sono stati ottenuti risultati riportati in Tabella 6.4.1-3. $M_1...M_5$ (numero di misure, $N = 5$) rappresentano i valori di potenza misurati con l'AS durante questa fase della misura. M_m la loro media, s_M il loro scarto quadratico medio sperimentale e σ_M (5.13) è la stima della deviazione standard della popolazione dei valori misurati.

Tabella 6.4.1-3: Valori di rilievo $M_1...M_5$ per il calcolo della perdita di inserzione

f [MHz]	M_1 [dBm]	M_2 [dBm]	M_3 [dBm]	M_4 [dBm]	M_5 [dBm]	M_m [dBm]	s_M [dB]	σ_M [dB]
50	-70,9	-70,8	-70,8	-70,8	-70,8	-70,8	0,05	0,07
100	-59,9	-59,8	-59,8	-59,8	-59,8	-59,8	0,05	0,07
150	-49,3	-49,4	-49,3	-49,3	-49,3	-49,3	0,03	0,04
200	-46,1	-46,0	-46,0	-46,0	-46,0	-46,0	0,02	0,03
250	-41,2	-41,3	-41,2	-41,2	-41,2	-41,2	0,03	0,04
300	-40,5	-40,5	-40,6	-40,5	-40,4	-40,5	0,04	0,06

Nel rilievo di questi valori l'impostazione dell'AS è stata lasciata la stessa della fase impiegata per il rilievo della potenza di riferimento di P_{RIF} .

Per la valutazione dell'incertezza tipo u_{ANT} legata alla misura delle potenze $M_1...M_5$ è stato fatto ricorso alla schematizzazione di Fig. 6.4.1-4-a alla relazione (5.16), qui riportata:

$$u_{ANT} = \frac{8,686}{\sqrt{2}} \sqrt{(|\Gamma_{GP}| |S_{11}|)^2 + (|\Gamma_M| |S_{22}|)^2 + (|\Gamma_{GP}| |\Gamma_M| |S_{21}|)^2} \approx \quad (6.10)$$

$$\approx 6,142 \sqrt{|\Gamma_{GP}|^2 + |\Gamma_M|^2} \leq 0,7 \text{ dB}$$

Dove:

- $|S_{11}| \approx |\Gamma_{AT}| \approx 1$ rappresenta il modulo del coefficiente di riflessione della biconica, praticamente considerata disadattata per frequenze inferiori a 1000 MHz.
- $|S_{22}| \approx |\Gamma_{LOOP}| \leq 1$ dove con $|\Gamma_{LOOP}|$ è stato indicato il coefficiente di riflessione del sensore di campo magnetico, valutato tramite simulazione.
- $|S_{21}| \ll 1$, perché il valore della perdita di inserzione è maggiore di circa 20 dB, come stimato anche dalle simulazioni numeriche.
- $|\Gamma_M| < 0,04$, massimo del modulo del coefficiente di riflessione equivalente alla Porta 2, guardando verso

l'analizzatore di spettro, misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50Ω ZBR2²⁷.

- $|\Gamma_{GP}| \leq 0,11$ ($|\Gamma_{GP}| \leq -19$ dB) valore massimo del modulo del coefficiente di riflessione del generatore, come si deduce dalla Fig. 6.2-11.

Il valore della perdita d'inserzione misurata, IL_M , è stato ricavato secondo la (6.11), riportando i dati nella Tabella 6.4.1-4.

$$IL_M = ATT + P_{RIF} - M_m \quad (6.11)$$

Tabella 6.4.1-4: Risultati della misura della perdita di inserzione IL_M e sua incertezza tipo $u(IL_M)$.

f [MHz]	IL_M [dB]	$u(IL_M)$ [dB]
50	40,4	0,7
100	30,5	0,7
150	25,2	0,7
200	21,9	0,7
250	20,0	0,7
300	18,1	0,7

Per quanto riguarda la stima dell'incertezza tipo $u(IL_M)$ sulla misura della perdita di inserzione IL_M , è stato fatto ricorso alla relazione (5.15):

$$u(IL_M) \approx \sqrt{u_{ATT}^2 + u_{RIF}^2 + u_{ANT}^2 + \sigma_M^2} \approx 0,7 \text{ dB} \quad (6.12)$$

Per tener conto del valore dell'incertezza tipo composta della simulazione u_S è stato considerato lo scarto ΔIL (6.13) fra i valori misurati IL_M e quelli simulati IL_C della perdita d'inserzione (vedi Tabella 6.4.1-5), combinato con lo scarto tipo della misura della perdita di inserzione $u(IL_M)$ (6.12).

²⁷ Incertezza di misura dichiarata dal costruttore +/- 1 dB, relativamente ad un coefficiente di riflessione del dispositivo sotto test migliore di 23 dB (0,07) ed ad un valore di direttività del ponte di 46 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

$$\Delta IL = IL_M - IL_C \quad (6.13)$$

In prima approssimazione, utilizzando i dati riepilogati in Tabella 6.4.1-5, possiamo scrivere che la stima del valor medio $\mu_{\Delta IL}$ di ΔIL è dato dalla (6.14).

$$\mu_{\Delta IL} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta IL_i = 0,1 \text{ dB} \quad (6.14)$$

Il corrispondente scarto quadratico medio sperimentale $s_{\Delta IL}$ dei valori di ΔIL è dato dalla (6.15).

$$s_{\Delta IL} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\Delta IL_i - \mu_{\Delta IL})^2} \quad (6.15)$$

Tabella 6.4.1-5: Dati di riepilogo utili per la valutazione dell'incertezza tipo di simulazione u_S nella banda di frequenze da 50 a 300 MHz.

f [MHz]	IL_C [dB]	IL_M [dB]	$u(IL_M)$ [dB]	$\Delta IL = IL_M - IL_C$ [dB]
50	40,4	40,4	0,7	0,0
100	30,2	30,5	0,7	0,3
150	25,2	25,2	0,7	0,0
200	22,0	21,9	0,7	-0,1
250	19,8	20,0	0,7	0,2
300	18,1	18,1	0,7	0,0

Per la scarsità del numero dei valori di misura a disposizione, secondo quanto previsto dalla norma IEC/TR 61000-1-6:2012” [29], la stima della deviazione standard $\sigma_{\Delta IL}$ della distribuzione dei valori di ΔIL è stata calcolata come riportato nella (6.16):

$$\sigma_{\Delta IL} \approx s_{\Delta IL} \sqrt{\frac{N-1}{N-3}} = 0,2 \text{ dB} \quad (6.16)$$

Di conseguenza l'incertezza tipo u_S dovuta alla simulazione, per le frequenze comprese fra 50 e 350 MHz, è data dalla relazione (6.17), in base alle indicazioni suggerite dalla norma CEI UNI ENV 13005 [31].

$$u_S \approx \sqrt{u(IL_M)^2 + \mu_{\Delta IL}^2 + \sigma_{\Delta IL}^2} \leq 0,7 \text{ dB} \quad (6.17)$$

Si rimarca il fatto che l'incertezza tipo di simulazione u_s è caricata anche dell'incertezza di misura $u(IL_M)$ del metodo scelto per la convalida.

iii) Incertezza tipo per disadattamento fra generatore ed antenna

L'incertezza tipo u_M associata al disadattamento fra l'antenna biconica ed il suo generatore interno, per frequenze minori di 1000 MHz, è stata determinata, come indicato in [28], dalla eq. (6.18).

$$u_M = 6,142 |\Gamma_{GP}| |\Gamma_{AT}| \leq 0,7 \text{ dB} \quad (6.18)$$

Per questa valutazione è stato considerato, come risulta sostanzialmente dalla Fig. 6.3-5, che l'antenna biconica fosse completamente disadattata, $|\Gamma_{AT}| \approx 1$ e che il modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{GP}|$ del suo generatore di pettine interno avesse un valore di 0,11 (-19 dB) come indicato dal grafico di Fig. 6.2-11.

6.4.2. Stima dell'incertezza nella banda da 350 a 1000 MHz

L'incertezza tipo u_X sul valore del campo elettrico pre-assegnato X , per frequenze comprese fra 350 e 1000 MHz, è data dalla somma in quadratura dei seguenti contributi:

- i) Incertezza associata alla simulazione (6.28): $u_s = 1,7 \text{ dB}$.
- ii) Incertezza associata al disadattamento fra generatore ed antenna (6.18): $u_M = 0,7 \text{ dB}$.
- iii) Incertezza associata alla potenza P che il GP fornisce ad un carico di 50Ω (6.3): $u_p = 0,4 \text{ dB}$.

$$u_X \approx \sqrt{u_s^2 + u_p^2 + u_M^2} = 1,9 \text{ dB} \quad (6.19)$$

Per valutare l'incertezza estesa U_X da attribuire al valore del campo elettrico pre-assegnato X , si sceglie un fattore di copertura $k = 2$ (due scarti tipo) ottenendo, fra 350 e 1000 MHz,:

$$U_X = 2u_X \approx 3,8 \text{ dB} \quad (6.20)$$

i) Incertezza tipo di simulazione nella banda da 350 a 1000 MHz

Per la stima dell'incertezza tipo di simulazione u_s , per frequenze comprese fra 350 e 1000 MHz, è stato confrontato il valore pre-assegnato del campo emesso dalla biconica compatta in ambiente FAR, alla distanza di 3 m, X_{3m}^{FAR} , calcolato tramite simulazione (vedi §6.3) con il risultato E^{MIS} della misura dell'intensità del campo elettrico prodotto dalla biconica compatta, come schematizzato in Fig. 6.3-2. I valori così ottenuti sono stati riportati in Fig. 6.4.2-1.

Per questo tipo di rilievo sono state usate tre tipi di antenne, con le caratteristiche riportate in Tabella 6.4.2-1. Il valore dell'intensità di campo elettrico E^{MIS} è il risultato della media fra i rilievi E_i , in polarizzazione verticale (PV), ottenuti con le varie antenne.

$$E^{MIS} = \langle E_i \rangle \quad (6.21)$$

La polarizzazione orizzontale, almeno per antenne poco direttive, non è stata considerata perché la camera anecoica è ritenuta più affidabile in polarizzazione verticale, per la presenza di un binario sul pavimento, in materiale dielettrico.

I relativi dati sono stati riportati in Fig. 6.4.2-1, ed in Appendice F nella Tabella F-1. Nella stessa tabella, viene riportato anche il valore pre-assegnato dell'intensità di campo elettrico X_{3m}^{FAR} ottenuto dalle simulazioni, oltre che gli scarti rispetto alle misure: $\Delta E = E^{MIS} - X_{3m}^{FAR}$ (vedi Fig. 6.4.2-2).




Il valor medio degli scarti $\mu_{\Delta E}$ è dato dalla relazione (6.22):

$$\mu_{\Delta E} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta E_i^{MIS} = -0,4 \text{ dB} \quad (6.22)$$

Il corrispondente scarto quadratico medio sperimentale $s_{\Delta E}$ è dato dalla relazione (6.23):

$$s_{\Delta E} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\Delta E_i^{MIS} - \mu_{\Delta E})^2} = 0,5 \text{ dB} \quad (6.23)$$

Tabella 6.4.2-1: Caratteristiche dei tipi di antenna utilizzate per la misura del campo elettrico prodotto dalla biconica per frequenze comprese fra 350 e 1000 MHz.

TIPI DI ANTENNA		
#1	#2	#3
		
Marca: SCHWARZBECK Modello: VUBA 9117 Banda: 150 - 1000 MHz U < 2 dB; k=2 Γ < 0,8	Marca: SCHWARZBECK Modello: VULSP 9111B Banda: 200 - 3000 MHz U < 0,7 dB; k=2 Γ < 0,3 per f < 1 GHz Γ < 0,43 per f < 3 GHz	Marca: SCHWARZBECK Modello: BBHA 9120E Banda: 500 - 6000 MHz U < 2 dB; k=2 Γ < 0,2 per f < 3 GHz Γ < 0,3 per f < 6 GHz
U: Incertezza estesa di taratura. K: fattore di copertura. Γ : Modulo del coefficiente di riflessione.		

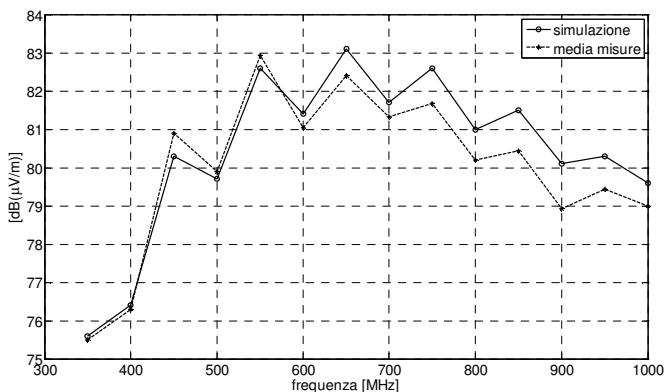


Fig. 6.4.2-1: Confronto fra E^{MIS} (media misure) con il valore di riferimento pre-assegnato X_{3m}^{FAR} (simulazione), per la banda di frequenza da 350 a 1000 MHz.

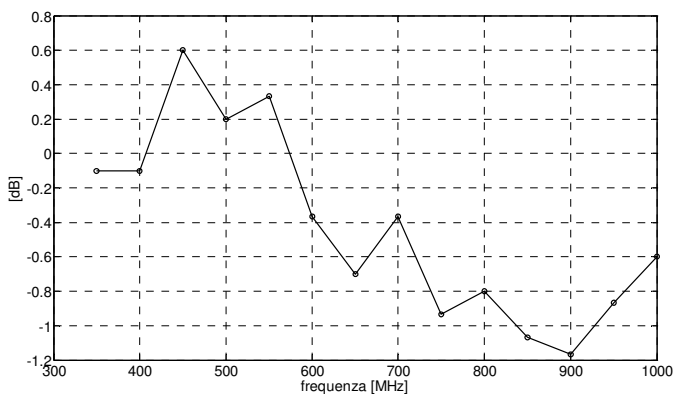


Fig. 6.4.2-2: Andamento degli scarti $\Delta E = E^{MIS} - X_{3m}^{FAR}$ per la banda di frequenza da 350 a 1000 MHz.

Per le misure, come ricevitore, è stato impiegato un analizzatore di spettro, Rohde & Schwarz mod. FSP 13, gamma di frequenza da 9 kHz a 13 GHz. L'antenna in ricezione è stata collegata al misuratore con un cavo coassiale tipo UFB211 marca Rosenberger.

Il campo elettrico misurato E_i , per ogni rilievo, è stato calcolato usando la seguente espressione, in notazione logaritmica:

$$E_i = V_r - a_c + F_a + \delta V_{sw} + \delta M + \delta A_N \quad (6.24)$$

I primi tre termini rappresentano:

- V_r : valore della tensione letto dal ricevitore [dB(μ V)].
- a_c : attenuazione del cavo coassiale UFB211, misurata con analizzatore vettoriale di reti [dB].
- F_a : fattore di antenna [dB/m].

Gli altri termini sono fattori di correzione che hanno un valor medio nullo e rappresentano:

- δV_{sw} : Incertezza di misura del ricevitore.
- δM : Incertezza dovuta al disadattamento fra antenna e sistema ricevente.
- δA_N : Incertezza dovuta all'imperfezione del sito.

La scelta di adoperare più antenne di diverso tipo è servita per cercare di ridurre l'incertezza associata. Il ragionamento è stato il seguente. Durante le misure di campo fatte con i differenti tipi antenne, parte del sistema di misura, ricevitore e cavo, non è cambiato. Allora è lecito ipotizzare che i fenomeni legati all'incertezza dovuta al ricevitore ed al cavo, fra un rilievo e l'altro, siano correlati. Invece ci sono altri effetti aleatori che si possono ritenere indipendenti fra di loro (scorrelati) perché legati al diverso tipo di antenna usato per il rilievo. Riferendosi alle antenne impiegate (vedi Tabella 6.4.2-1), gli effetti principali ritenuti scorrelati nella misura del campo elettrico sono legati a:

- La taratura del fattore di antenna, che dipende da molti fenomeni elettromagnetici coinvolti nel sistema di misura. Si pensi, ad esempio, al differente diagramma di radiazione di antenne più o meno direttive (tromba contro log-periodica e log-periodica contro biconica), allo spostamento del centro di fase di alcuni tipi di antenne che è legato alle dimensioni ed alla forma (log-periodica contro tromba). Inoltre, anche antenne dello stesso tipo, tarate in siti diversi, con strumentazione di misura e personale

- differente, è ipotizzabile che portino a fenomeni aleatori fra di loro indipendenti. Da qui l'ipotesi di considerare indipendenti i fenomeni aleatori connessi alla taratura dei fattori di antenna impiegati.
- Il disadattamento fra antenna e sistema ricevente, dipendente strettamente dall'impedenza equivalente dell'antenna usata in ricezione e da quella mostrata dal sistema di ricezione. Cambiare tipo di antenna per la misura, vuole dire modificare sostanzialmente l'impedenza equivalente mostrata verso il ricevitore. Ciò è confermato anche dai diversi andamenti del coefficiente di riflessione per ogni tipo di antenna impiegato (vedi Tabella 6.4.2-1). Per questa ragione è stato ipotizzato che anche i fenomeni di disadattamento si possano considerare indipendenti fra di loro.
 - L'influenza dell'imperfezione del sito di misura (camera anecoica) dipende anche dal tipo di diagramma di radiazione dell'antenna. Un'antenna biconica, non direttiva, eccita sostanzialmente tutto lo spazio che la circonda a differenza di una log-periodica più direttiva e più che mai di un'antenna a tromba a maggior guadagno. Inoltre con la biconica non si ha spostamento del centro di fase a differenza delle altre due antenne impiegate. Lo spostamento del centro di fase dipende dal fatto che la zona attiva dell'antenna si sposta spazialmente al variare della frequenza e questo spostamento è legato anche dalle caratteristiche geometriche del radiatore. Di conseguenza, le stazionarietà spaziali di campo dovute alle imperfezioni del sito incideranno in modo differente a seconda dello spostamento del centro di fase dell'antenna impiegata. A parità di frequenza, antenne di differente forma avranno il centro di fase localizzato in zone differenti e quindi si comporteranno diversamente in caso di stazionarietà di campo elettromagnetico. Per queste ragioni, si ipotizza che anche i fenomeni d'imperfezione del sito siano da ritenersi indipendenti a seconda del differente tipo di antenna impiegato.

Per la valutazione dell'incertezza tipo $u(E^{MIS})$ da assegnare al valore misurato di campo elettrico, secondo il modello riportato nella relazione

(6.24), sono stati separati i contributi dei fenomeni aleatori correlati, riguardanti sostanzialmente l'incertezza di misura del ricevitore e la misura dell'attenuazione del cavo di collegamento, rispetto ai contributi aleatori ritenuti scorrelati, relativi all'incertezza di taratura del fattore di antenna, al disadattamento ed all'imperfezioni del sito di misura, per quanto prima ipotizzato. Quindi l'incertezza tipo $u(E^{MIS})$ può essere espressa come:

$$u(E^{MIS}) = \sqrt{u_{CR}^2(E^{MIS}) + u_{SC}^2(E^{MIS})} \quad (6.25)$$

Lo scarto tipo relativo ai fenomeni correlati dove $u_{CR}(E^{MIS})$ (riguardanti il ricevitore e il cavo) è dato da:

$$u_{CR}(E^{MIS}) = \sqrt{u^2(V_r) + u^2(a_c) + u^2(\delta V_{SW})} = 0,33 \text{ dB} \quad (6.26)$$

dove:

- $u(V_r)$: scarto tipo dovuto alla lettura del valore sullo strumento di misura. Il ricevitore è stato impostato per eseguire una media su 30 acquisizioni per avere una lettura stabile ad almeno il decimo di dB. Per tali motivi questo termine si considera $u(V_r) \approx 0,1 \text{ dB}$ arrotondato per eccesso. Il contributo di incertezza dovuto ad eventuali non linearità della scala è compreso nel termine $u(\delta V_{SW})$ secondo le specifiche del costruttore del ricevitore²⁸.
- $u(a_c)$: scarto tipo legato all'incertezza di misura dell'attenuazione del cavo di collegamento fra antenna e ricevitore. Misura eseguita con un analizzatore vettoriale di reti presso INRiM. Incertezza estesa dichiarata $U_{a_c} = 0,12 \text{ dB}$,

²⁸ Per le caratteristiche dell'analizzatore di spettro Rohde & Schwarz FSP 13 si veda: <http://www.rohde-schwarz.com>

assumendo una distribuzione uniforme si ottiene:

$$u(a_c) = \frac{U_{a_c}}{\sqrt{3}} \approx 0,1 \text{ dB.}$$

- $u(\delta V_{sw})$: scarto tipo dell'incertezza di misura del ricevitore.

Dalle specifiche dello strumento Rohde & Schwarz FSP 13 si ricava un'incertezza estesa di $\pm 0,5$ dB compreso effetti di non linearità²⁹. Assumendo una distribuzione uniforme si

$$\text{ottiene: } u(\delta V_{sw}) = \frac{0,5}{\sqrt{3}} = 0,3 \text{ dB.}$$

Lo scarto tipo $u_{sc}(E^{MIS})$ collegato ai fenomeni scorrelati, riguardanti la taratura del fattore di antenna, il disadattamento e gli effetti di imperfezione del sito di misura, è dato dalla relazione (6.27). N_{MIS} rappresenta il numero di misure eseguite con diversi tipi di antenne (vedi Tabella F-1). Il fattore $\sqrt{N_{MIS}}$ al denominatore dell'espressione di $u_{sc}(E^{MIS})$ tiene conto che i fenomeni aleatori relativi sono stati considerati scorrelati.

$$u_{sc}(E^{MIS}) = \frac{\sqrt{u^2(F_a) + u^2(\delta M) + u^2(\delta A_N)}}{\sqrt{N_{MIS}}} \quad (6.27)$$

Nella valutazione dei contributi di incertezza a carico di $u_{sc}(E^{MIS})$ è stato considerato:

- $u(F_a)$: massimo valore dello scarto tipo associato all'incertezza di taratura del fattore di antenna, rispetto ai tre tipi usati (vedi Tabella 6.4.2-1). Dai dati in possesso, il massimo valore dell'incertezza estesa di taratura corrisponde a 2 dB con un fattore di copertura $k = 2$. Allora si considera:
 $u(F_a) = 1 \text{ dB.}$

²⁹ Per le caratteristiche dell'analizzatore di spettro Rohde & Schwarz FSP 13 si veda:
<http://www.rohde-schwarz.com>.

- $u(\delta M)$: massimo valore dello scarto tipo associato all'incertezza dovuta al disadattamento. Fra i tre tipi di antenne, quella maggiormente disadattata risulta essere la biconica (vedi Tabella 6.4.2-1) con un valore del modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{AR}| < 0,8$. Dalle specifiche del ricevitore, trascurando l'influenza del cavo coassiale di collegamento [30], risulta avere un modulo del coefficiente di riflessione d'ingresso $|\Gamma_{AS}| < 0,2$. Quindi secondo [28], $u(\delta M) = 6,142 |\Gamma_{AR}| |\Gamma_{AS}| = 1 \text{ dB}$.
- $u(\delta A_N)$ rappresenta lo scarto tipo dell'incertezza dovuta all'imperfezione del sito di misura. L'unica informazione disponibile a riguardo indica come frequenza minima di funzionamento della camera il valore di 200 MHz, a cui corrisponde una deviazione massima di NSA [42] di 4 dB. In base a questa sola informazione è stato considerato un contributo dell'imperfezione del sito, $\delta A_N = +/-4 \text{ dB}$, a cui corrisponde un'incertezza tipo associata $u(\delta A_N) = 1,63 \text{ dB}$ [30].

In base a quanto esposto è possibile stimare l'incertezza tipo $u(E^{MIS})$ come riportato nella Tabella 6.4.2-2.

Tabella 6.4.2-2: Incertezza tipo $u(E)$ relativa alla misura del campo elettrico della biconica compatta nella banda da 350 a 1000 MHz.

Banda di frequenza [MHz]	Numero di tipi di antenne N_{MIS}	$u_{SC}(E^{MIS})$ [dB]	$u_{CR}(E^{MIS})$ [dB]	$u(E^{MIS})$ [dB]
350 - 450	2	1,5	0,33	1,6
500 - 1000	3	1,2	0,33	1,3

L'incertezza tipo u_S dovuta alle simulazioni, per le frequenze comprese fra 350 e 1000 MHz, può essere valutata secondo la relazione (6.28), in base alle indicazioni suggerite dalla norma CEI UNI ENV 13005 [31].

$$u_s \approx \sqrt{u(E)^2 + \mu_{\Delta E}^2 + s_{\Delta E}^2} \leq 1,7 \text{ dB} \quad (6.28)$$

È da tenere presente che sul valore dell'incertezza tipo u_s è caricata l'incertezza tipo del metodo di misura utilizzato per la validazione numerica, in questo caso $u(E^{MIS})$.

6.5. Valore pre-assegnato per la banda da 1000 a 6000 MHz

Per la determinazione del valore di riferimento pre-assegnato X_{3m}^{FAR} dell'intensità del campo elettrico emesso dalla biconica compatta in ambiente anecoico (FAR), riferito alla configurazione di misura rappresentata in Fig. 6.3-2, per frequenze comprese fra 1000 e 6000 MHz, si è fatto ricorso direttamente al valore del campo elettrico misurato in camera anecoica E^{MIS} , quindi per $f > 1000$ MHz è stato fatto coincidere il risultato della misura E^{MIS} , con il valore pre-assegnato X_{3m}^{FAR} . La misura del campo elettrico E^{MIS} è stata svolta nella camera anecoica dell'INRiM, contestualmente a quella servita per la stima dell'incertezza tipo di simulazione per la gamma di frequenza da 350 a 1000 MHz, come descritto nel §6.4-i). Per questo rilievo sono state utilizzate le antenne aventi le caratteristiche riportate in

Tabella 6.5-1. Il risultato E^{MIS} della misura è stato ricavato dalla media dei valori E_i , misurati in polarizzazione verticale (PV) ed orizzontale (PO), relativi ai tipi di antenna impiegati (vedi

Tabella 6.5-1):

$$E^{MIS} = \langle E_i \rangle \quad (6.29)$$




I dati così ottenuti sono visibili in Fig. 6.5-1, oltreché in Appendice F, (Tabella F-2, Tabella F-3). In Fig. 6.5-2 è stato riportato l'andamento degli scarti (6.30) fra il risultato della misura E^{MIS} (coincidente con il valore pre-assegnato X_{3m}^{FAR} per $f > 1000$ MHz) ed il corrispondente

valore E_{SIM}^{FAR} derivato dalle simulazioni elettromagnetiche, come è indicato in (6.31) e definito nel §5.2.2.

$$\Delta E = E^{MIS} - E_{SIM}^{FAR} \equiv X_{3m}^{FAR} - E_{SIM}^{FAR} \quad (6.30)$$

$$E_{SIM}^{FAR} = FR_{3m}^{FAR} + P + 113 \quad (6.31)$$

Tabella 6.5-1: Caratteristiche dei tipi di antenna utilizzate per la misura del campo elettrico prodotto dalla biconica per frequenze comprese fra 1000 e 6000 MHz.

TIPI DI ANTENNA		
#2	#3	#4
		
Marca: SCHWARZBECK Modello: VULSP 9111B Banda: 200 - 3000 MHz $U < 0,7 \text{ dB}; k=2$ $ \Gamma < 0,3 \text{ per } f < 1 \text{ GHz}$ $ \Gamma < 0,43 \text{ per } f < 3 \text{ GHz}$	Marca: SCHWARZBECK Modello: BBHA 9120° Banda: 500 - 6000 MHz $U < 2 \text{ dB}; k=2$ $ \Gamma < 0,2 \text{ per } f < 3 \text{ GHz}$ $ \Gamma < 0,3 \text{ per } f < 6 \text{ GHz}$	Marca: EMCO Modello: 3115 Banda: 1000 - 18000 MHz $U < 2 \text{ dB}; k=2$ $ \Gamma < 0,3 \text{ per } f < 6 \text{ GHz}$
U: Incertezza estesa di taratura. k: Fattore di copertura $ \Gamma $: Modulo del coefficiente di riflessione.		

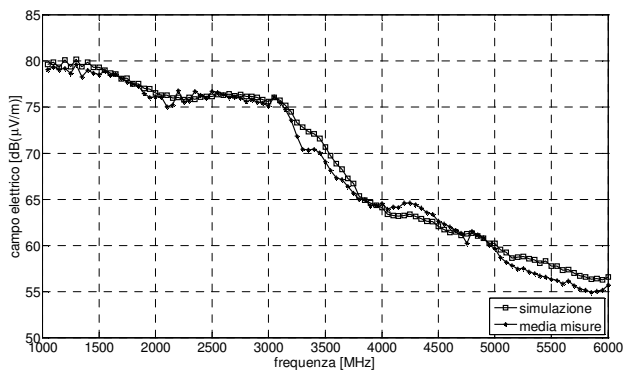


Fig. 6.5-1: Confronto fra il valore di riferimento pre-assegnato $E^{MIS} = X_{3m}^{FAR}$ (media misure) con E_{SIM}^{FAR} (simulazione), per la banda di frequenza da 1000 a 6000 MHz.

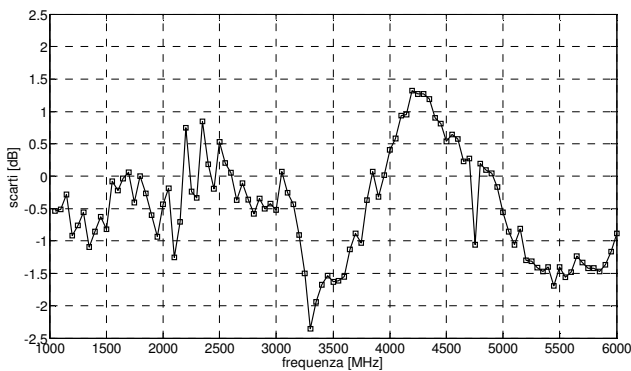


Fig. 6.5-2: Andamento degli scarti $\Delta E = E^{MIS} - E_{SIM}^{FAR} \equiv X_{3m}^{FAR} - E_{SIM}^{FAR}$ per la banda di frequenza da 1000 a 6000 MHz.

6.5.1. Stima dell'incertezza nella banda da 1000 a 6000 MHz

Nella gamma di frequenze da 1000 a 6000 MHz, la stima dell'incertezza U_X del valore pre-assegnato $X_{3m}^{FAR} \equiv E^{MIS}$, coincide praticamente con la stima dell'incertezza U_E (6.32) associata alla misura del campo elettrico E^{MIS} :

$$U_X \approx U_E = 2u(E^{MIS}) \quad (6.32)$$

Dove $u(E^{MIS})$ rappresenta l'incertezza tipo, associata alla stessa misura, secondo quanto già indicato in merito nel §6.4-i) a riguardo delle misure di campo nella banda da 350 a 1000 MHz. Quindi:

Dalla (6.26) si ha che lo scarto tipo $u_{CR}(E^{MIS})$ relativo ai fenomeni correlati della misura del campo elettrico (riguardanti il ricevitore e il cavo) è pari a 0,33 dB (i parametri che danno origine a questo valore non cambiano per la banda di frequenze da 1000 a 6000 MHz).

Per la valutazione dello scarto tipo $u_{SC}(E^{MIS})$ relativo ai fenomeni correlati della misura del campo elettrico (6.27) è stato considerato:

- $u(F_a)$: massimo valore dello scarto tipo associato all'incertezza di taratura del fattore di antenna, rispetto ai tre tipi usati (vedi
-
- Tabella 6.5-1). Dai dati in possesso, il massimo valore dell'incertezza estesa di taratura corrisponde a 2 dB con un fattore di copertura $k = 2$. Allora si considera: $u(F_a) = 1$ dB.
- $u(\delta M)$: massimo valore dello scarto tipo associato all'incertezza dovuta al disadattamento. Fra i tre tipi di antenne, fino a 3000 MHz, quella maggiormente disadattata risulta essere la log-periodica (vedi
-
- Tabella 6.5-1) con un valore del modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{AR}| < 0,43$. Dalle specifiche del ricevitore, trascurando l'influenza del cavo coassiale di collegamento [30],

risulta avere un modulo del coefficiente di riflessione d'ingresso $|\Gamma_{AS}| < 0,33$ fino a 6000 MHz. Quindi secondo [28], $u(\delta M) = 6,142|\Gamma_{AR}||\Gamma_{AS}| = 0,9$ dB fino a 3000 MHz. Per frequenze da 3000 a 6000 MHz il coefficiente di riflessione massimo per le antenne, risulta essere $|\Gamma_{AR}| < 0,3$, di conseguenza lo scarto tipo legato al disadattamento diminuisce si riduce a $u(\delta M) = 0,6$ dB.

- $u(\delta A_N)$ rappresenta lo scarto tipo dell'incertezza dovuta all'imperfezione del sito di misura. L'unica informazione disponibile a riguardo indica come frequenza minima di funzionamento della camera il valore di 200 MHz, a cui corrisponde una deviazione massima di NSA [42] di 4 dB. In base a questa sola informazione è stato considerato un contributo dell'imperfezione del sito, $\delta A_N = +/-4$ dB, a cui corrisponde un'incertezza tipo associata $u(\delta A_N) = 1,63$ dB [30].

I risultati di questa valutazione sono riepilogati nella Tabella 6.5.1-1.

Tabella 6.5.1-1: Incertezza tipo $u(E)$ relativa alla misura del campo elettrico della biconica compatta nella banda da 1000 a 6000 MHz.

Banda di frequenza [MHz]	Numero di tipi di antenne N_{MIS}	$u_{SC}(E^{MIS})$ [dB]	$u_{CR}(E^{MIS})$ [dB]	$u(E^{MIS})$ [dB]
1050 - 3000	3	1,2	0,33	1,3
3050 - 6000	2	1,4	0,33	1,4

Di conseguenza, per frequenze maggiori di 1000 MHz, l'incertezza U_x del valore pre-assegnato $X_{3m}^{FAR} \equiv E_{MIS}^{FAR}$ viene stimata in 2,8 dB secondo la relazione (6.32).

6.6. Riepilogo valori di taratura del campione itinerante

In questo paragrafo si riporta il riepilogo della taratura (valori di riferimento assegnati a-priori, X_{3m}^{SAR} , X_{10m}^{SAR} , X_{3m}^{FAR}) dell'intensità del campo elettrico emesso dal campione itinerante (biconica compatta), per le varie configurazioni di prova, come raffigurato in Fig. 6.6-1, compreso la stima della loro incertezza associata U_x , come riportato in

Tabella 6.6-1.

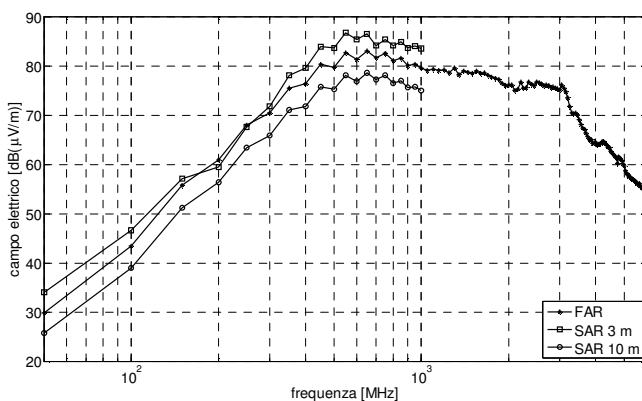


Fig. 6.6-1: Valori di taratura dell'intensità di campo elettrico del campione itinerante SAR/FAR 30 - 6000 MHz.

Tabella 6.6-1: Riepilogo valori di incertezza di taratura del campione itinerante SAR/FAR 30 - 6000MHz.

BANDA [MHz]	U_x [dB]	Rif.
50 - 300	2,2	§6.4.1
350 - 1000	3,8	§6.4.2
1000 - 6000	2,8	§6.5.1

7. Campione itinerante per emissioni condotte da 9 kHz a 30 MHz

La realizzazione di campioni itineranti per prove valutative di emissioni condotte in banda 9 kHz - 30 MHz è nata dall'interesse di estendere i confronti interlaboratorio anche a questo tipo di prova, interesse manifestato in particolare dai laboratori che hanno partecipato alle precedenti esperienze relative alle emissioni radiate. È stato quindi deciso di preparare una prova valutativa per le misure di emissioni condotte, con riferimento in particolar modo alle prove regolamentate dalla norma CEI EN 55016-2-1 [43].

Nella progettazione di questa prova valutativa, l'aspetto innovativo, rispetto allo stato dell'arte (§2), è la valutazione a-priori del valore di riferimento, con tutti i vantaggi precedentemente indicati. Per raggiungere questo scopo è fondamentale che il campione itinerante di rumore condotto sia stabile e tarabile.

7.1. Struttura del campione itinerante

Il campione itinerante (vedi Fig. 7.1-1 e Fig. 7.1-2) è composto principalmente da un generatore di pettine (b) e di una rete di accoppiamento (c) completa di una spina schuko (d), da interporre fra il generatore stesso e la rete artificiale di alimentazione (AMN, Artificial Mains Network), utilizzata nelle prove di emissione condotta secondo quanto previsto dalla norma CEI EN 55016-2-1 [43], con riferimento ad un tipo di alimentazione monofase.

Separare il generatore di pettine dalla rete di accoppiamento ha permesso una più accurata caratterizzazione elettrica di entrambi i componenti, a vantaggio di una taratura più precisa del campione itinerante di rumore condotto.

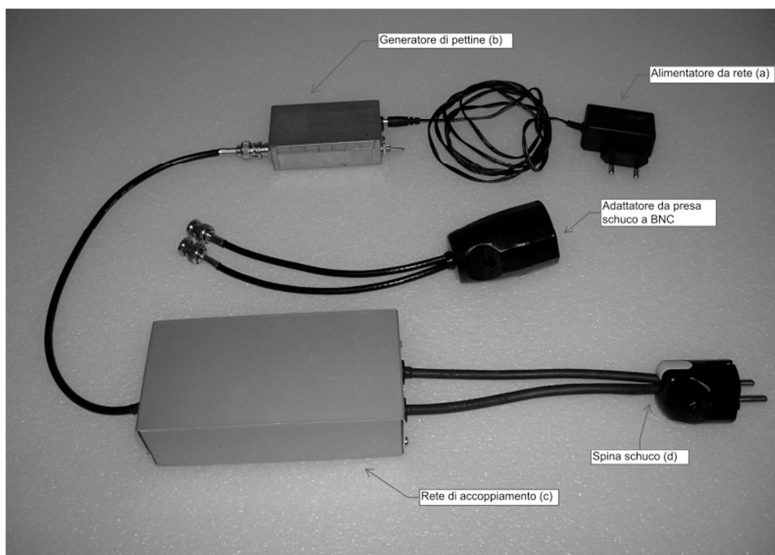


Fig. 7.1-1: Campione itinerante per prova valutativa di emissioni condotte nella banda fra 9 kHz e 30 MHz.

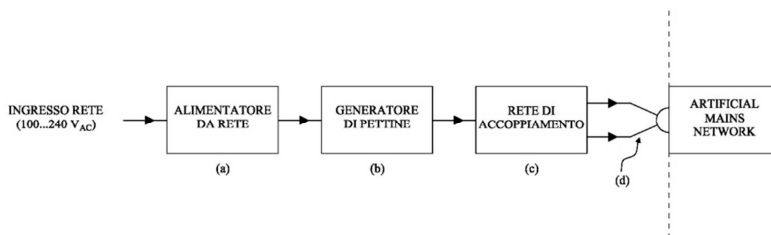


Fig. 7.1-2: Schema a blocchi del campione itinerante per prova valutativa di emissioni condotte nella banda fra 9 kHz e 30 MHz.

A corredo del campione si trova un alimentatore da rete (a). L'alimentatore, adatto a lavorare in un range esteso di tensioni da 100 V_{AC} a 240 V_{AC}, fornisce una tensione continua stabilizzata di 9 V, utile ad alimentare il generatore di pettine.

Lo scopo del generatore di pettine è quello di fornire un segnale stabile e di ampiezza nota alla rete di accoppiamento. La rete di accoppiamento ha il compito di accoppiare il segnale generato dal

generatore di pettine alla porta EUT della rete artificiale (AMN) e di isolare il generatore di pettine dalla tensione di alimentazione presente alla porta EUT.

L'ampiezza del segnale così prodotto alla porta EUT della rete artificiale, rappresenta il valore di riferimento per la prova valutativa (brevemente detto “tensione di disturbo”).

7.2. Generatore di pettine gamma 9 kHz – 30 MHz

La gamma di frequenze di interesse per le prove valutative di emissioni condotte, si estende da 9 kHz a 30 MHz ed ha un'ampiezza relativa di circa 3,5 decadi. Questo intervallo di frequenza è suddiviso in due bande: la banda A da 9 kHz a 150 kHz e la banda B da 150 kHz a 30MHz secondo la norma CEI EN 55016-1-2/A2 [27]. Per arrivare ad avere una copertura ottimale dell'intera gamma di frequenza, si è scelto di realizzare il generatore di pettine in modo che fosse in grado di variare la frequenza di ripetizione degli impulsi per adattarsi a questa necessità. In particolar modo è stata scelta una frequenza di ripetizione degli impulsi pari a 2,44 kHz per la banda A e di 156 kHz per la banda B.

Il tipo di segnale in uscita al generatore di pettine ha la forma di un'onda quadra con duty cycle di circa il 50% ed un'ampiezza a vuoto di circa 5V picco-picco. Lo schema di principio di funzionamento del generatore è riportato in Fig. 7.2-3. L'oscillatore quarzato IC1 genera un'onda quadra ad una frequenza nominale di 10 MHz, che viene inviata ad un divisore di frequenza (IC2, tipo 74HCT4060). In uscita a questo integrato si ottengono due onde quadre alla frequenza di 156,25 kHz (fattore di divisione 64) e di 2,44 kHz (fattore di divisione 4096). Tramite il deviatore S1, accessibile dall'esterno (vedi Fig. 7.2-2), è possibile scegliere uno dei due segnali da inviare all'integrato buffer di uscita IC3 (74HCT244).



Fig. 7.2-1: Generatore di pettine per la gamma di frequenze da 9 kHz a 30 MHz (vista interna).

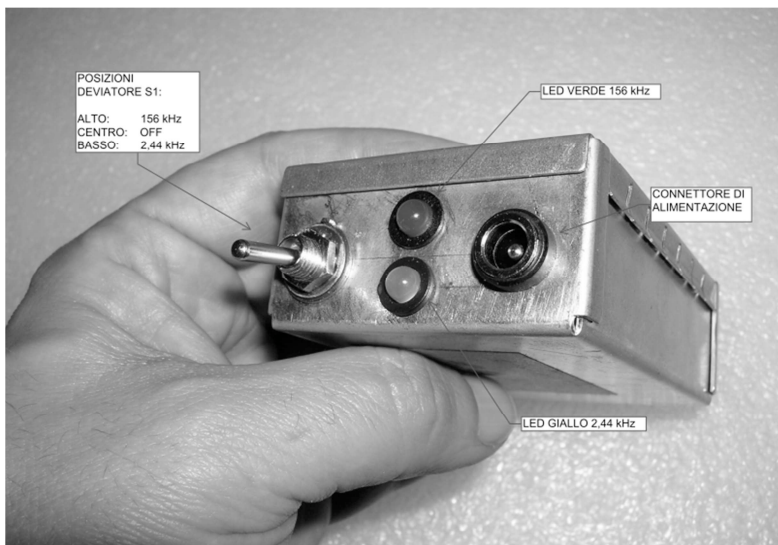


Fig. 7.2-2: Generatore di pettine per la gamma di frequenze da 9 kHz a 30 MHz (lato comando).

Gli ingressi delle otto sezioni buffer di IC3 sono collegati direttamente in parallelo, mentre le relative uscite sono anch'esse collegate in parallelo però con interposta in serie una resistenza da $220\ \Omega$ (vedi R1...R8, di Fig. 7.2-3). Le resistenze R1...R8 ed R9 (valore di $15\ \Omega$) hanno il compito di realizzare un'impedenza di uscita del generatore prossima a $50\ \Omega$.

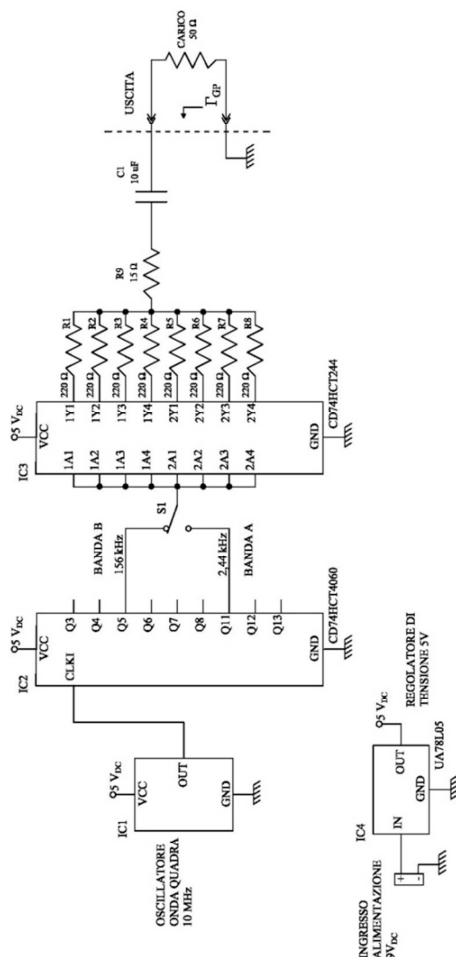


Fig. 7.2-3: Schema di principio generatore di pettine gamma 9 kHz - 30 MHz.

Dalle caratteristiche dell'integrato³⁰ del buffer di uscita IC3 (74HCT244), si stima che la resistenza equivalente di uscita di ogni porta R_{up} , in condizioni statiche, sia di circa 33Ω (7.1), valutata come il rapporto fra la caduta di tensione ΔV , a livello alto (200 mV) ed a livello basso (170 mV), rispetto alla corrente di ampiezza I_{up} erogata oppure assorbita dalla porta in prova, pari a 6 mA. Allora:

$$R_{up} \approx \frac{\Delta V}{I_{up}} \approx \frac{200 \text{ mV}}{6 \text{ mA}} \approx 33 \Omega \quad (7.1)$$

Il condensatore C1 da 10 μF serve ad eliminare la componente continua, realizzando un filtro passa alto, con frequenza di taglio f_i di circa 160 Hz, su di un carico di 50 Ω .

Quindi la resistenza equivalente di uscita R_u del generatore, in condizioni stazionarie e per $f \gg f_i$, può essere stimata come:

$$R_u = \frac{R_{up} + R1}{8} + R9 \approx 50 \Omega \quad (7.2)$$

In queste condizioni, visto che la tensione di alimentazione della circuiteria è pari a 5 V_{DC}, la tensione in uscita, su di un carico nominale di 50 Ω , avrà un'ampiezza prossima a 2,5 V picco-picco a cui corrisponderà una corrente di ampiezza di 50 mA picco-picco. Questo significa che ogni porta del buffer di uscita (IC3), in condizioni stazionarie, erogherà oppure assorbirà una corrente I_{up} di ampiezza pari a circa 3mA, ipotizzando un'equa ripartizione del carico. La corrispondente potenza complessiva dissipata dal buffer P_{buffer} è stimabile in:

$$P_{buffer} = 8(R_{up} I_{up}^2 + C_{pd} f V_{DC}^2) < 4 \text{ mW} \quad (7.3)$$

³⁰ Vedi caratteristiche dell'integrato 74HCT244 sul sito del produttore Texas Instruments, www.ti.com.

Dove $C_{pd} = 40 \text{ pF}$ ³¹ rappresenta la capacità equivalente che tiene conto della dissipazione di potenza per commutazione, alla frequenza $f = 156 \text{ kHz}$.

Il corrispondente innalzamento di temperatura ΔT dell'integrato buffer IC3, si può stimare come segue in (7.4), dove con $\theta_{JA} = 70 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ³² è stata indicata la resistenza termica giunzione-ambiente.

$$\Delta T = P_{buffer} \theta_{JA} \approx 0,25^\circ\text{C} \quad (7.4)$$

Questo modesto innalzamento di temperatura dell'integrato ci rassicura del fatto che la deriva termica per auto-riscaldamento delle sue caratteristiche elettriche sarà altrettanto modesta, a vantaggio della stabilità del segnale di uscita.

Sono stati costruiti due prototipi nominalmente uguali di generatori di pettine così descritti e sono stati caratterizzati nel seguente modo.

In merito alla misura del modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{GP}|$ (vedi Fig. 7.2-3) del generatore di pettine con uscita attiva, è stato utilizzato un ponte RF auto-costruito, come riportato in Appendice G, ottenendo i risultati riportati nella Fig. 7.2-4.

³¹ Vedi caratteristiche dell'integrato 74HCT244 sul sito del produttore Texas Instruments, www.ti.com.

³² Idem.

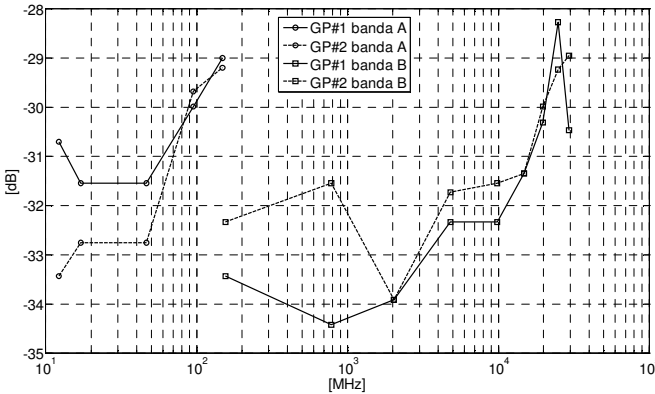


Fig. 7.2-4: Andamento del modulo del coefficiente di riflessione di uscita $|\Gamma_{GP}|$ dei generatori di pettine.

La taratura dei generatori, vista come la potenza P fornita dal generatore ad un carico di $50\ \Omega$, è stata eseguita presso l'Istituto di Ricerca Metrologica Nazionale (INRiM) di Torino, fornendo un'incertezza tipo $u_{TAR} = 0,5\ \text{dB}$, riferita ad un intervallo temperatura compreso fra 15°C e 25°C . L'andamento dei valori ottenuti è riportato in Fig. 7.2-5. Lo scarto rilevato fra la potenza P_1 , riferita al generatore #1, e la potenza P_2 , riferita al generatore #2, riportato in Fig. 7.2-6, è risultato molto modesto, con un valore massimo di $0,1\ \text{dB}$.

In Fig. 7.2-7 sono riportati, in funzione della frequenza, gli andamenti del massimo del valore assoluto degli scarti della potenza P , dei due prototipi di generatori di pettine in oggetto, per una variazione della temperatura ambiente di $\pm 5^\circ\text{C}$ rispetto alla temperatura di riferimento di 20°C , considerato raggiunto il regime di termico dopo 2 ore di funzionamento. La misura è stata fatta con l'analizzatore di spettro Advantest R3162, media su un numero di 100 acquisizioni per frequenza, tamponato dall'attenuatore da $20\ \text{dB}$ HP 8491A, dopo una fase di "warm-up" di 2 ore.

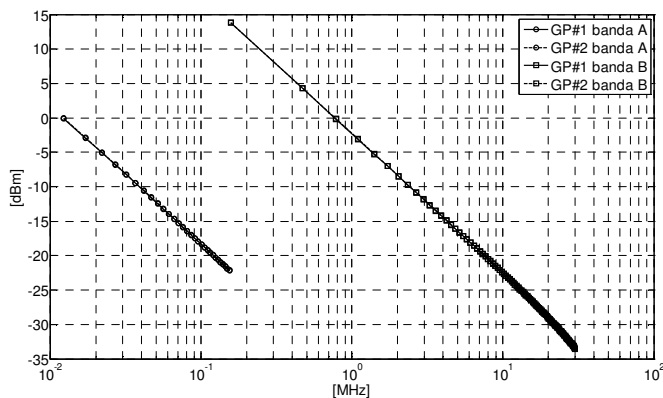


Fig. 7.2-5: Potenza P , riferita ad un carico di 50Ω , di due prototipi di generatori di pettine in oggetto.

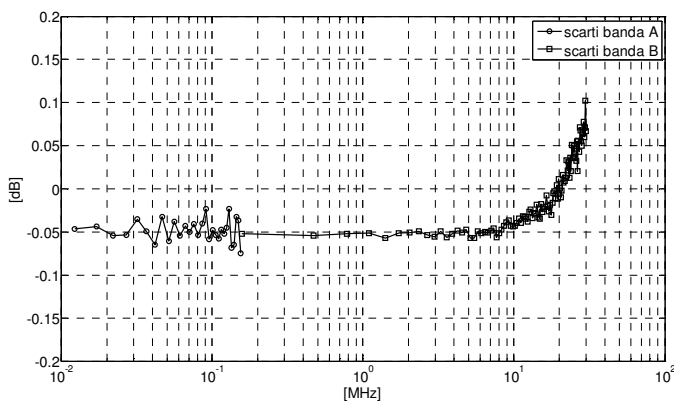


Fig. 7.2-6: Scarti della potenza P , riferita ad un carico di 50Ω , dei due prototipi di generatori di pettine in oggetto ($P_1 - P_2$).

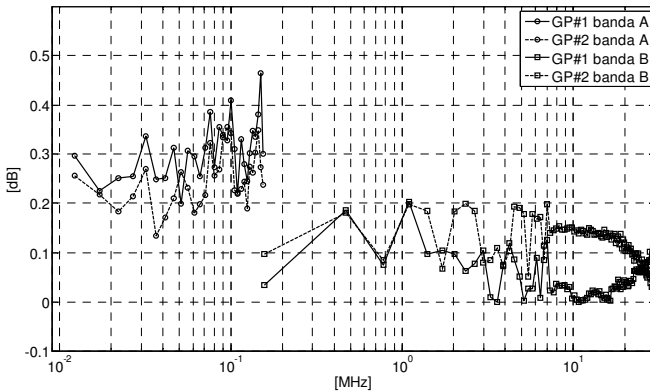


Fig. 7.2-7: Massimo del valore assoluto degli scarti della potenza P , dei due prototipi di generatori di pettine in oggetto, per una variazione della temperatura ambiente di $\pm 5^\circ\text{C}$ rispetto alla temperatura di riferimento di 20°C .

I risultati mostrano che si ha uno scarto massimo di circa 0,5 dB alla frequenza di circa 150 kHz riferito alla banda A. Se si ipotizza che la distribuzione degli scarti di potenza sia uniforme, per una temperatura ambiente compresa fra i 15°C e 25°C , si individua in u_T il corrispondente scarto tipo dato dalla relazione (7.5).

$$u_T = \frac{0,5 \text{ dB}}{\sqrt{3}} = 0,29 \text{ dB} \quad (7.5)$$

La variazione di potenza di uscita P , all'accensione risulta essere contenuta al massimo in 0,2 dB, per entrambi i prototipi. Il valore si stabilizza entro pochi minuti dall'accensione (≈ 5).

Visto che il generatore di pettine è alimentato dalla tensione di rete, è stata valutata la variazione della potenza di uscita P anche rispetto a questo parametro. L'intervallo di variazione accettato dall'alimentatore di rete si estende da $100 \text{ V}_{\text{rms}}$ a $240 \text{ V}_{\text{rms}}$. Preso di riferimento la potenza di uscita per alcune frequenze, corrispondente un valore intermedio della tensione di alimentazione pari a circa $170 \text{ V}_{\text{rms}}$, si sono valutati gli scarti della potenza rispetto alle condizioni estreme di alimentazione. I dati ottenuti sono stati riportati nella Tabella 7.2-1. L'incidenza è

trascurabile rispetto agli altri fenomeni considerati (scarto massimo 0,06 dB).

Tabella 7.2-1: Scarti della potenza P di uscita rispetto al valore relativo alla tensione di rete di 170 V_{rms} (generatore #1).

Tensione di rete [V _{rms}]	Scarti [dB]			
	BANDA A		BANDA B	
	12.8 kHz	148.9 kHz	156 kHz	30 MHz
102.8	-0,01	+0,03	+0,05	+0,04
239.5	0,00	-0,02	+0,02	+0,06

Per quanto riguarda la stabilità a breve termine (qualche secondo) è stato fatto un campionamento a varie frequenze (vedi Tabella 7.2-2 e Tabella 7.2-3) utilizzando l’analizzatore di spettro Advantest R3361C, tamponato con un attenuatore da 20 dB HP 8491A, impostato nel seguente modo:

- Intervallo di frequenza esplorato: 1 kHz
- Banda di risoluzione: 300 Hz
- Banda filtro video: 1 kHz
- Tempo di scansione: 50 ms
- Scala verticale: logaritmica, 0,2 dB/div
- Attenuazione interna: 20 dB
- Rivelatore: Normal

Tabella 7.2-2: Variazione a breve tempo della potenza di uscita P, dei generatori di pettine, BANDA A.

# arm.	f [kHz]	GP #1 [dB]	GP #2 [dB]
5	12,20	+/- 0,2	+/- 0,2
9	21,96	+/- 0,1	+/- 0,1
21	51,24	+/- 0,1	+/- 0,1
31	75,64	+/- 0,2	+/- 0,2
51	124,44	<+/- 0.1	+/- 0,1
61	148,84	+/- 0,1	<+/- 0.1

Tabella 7.2-3: Variazione a breve tempo della potenza di uscita P , dei generatori di pettine, BANDA B.

# arm.	f [kHz]	GP #1 [dB]	GP #2 [dB]
1	156	<+/- 0.1	<+/- 0.1
7	1092	<+/- 0.1	<+/- 0.1
33	5148	+/- 0.1	+/- 0.1
65	10140	+/- 0.1	+/- 0.1
97	15132	+/- 0.1	+/- 0.1
191	29796	+/- 0.1	+/- 0.1

I generatori di pettine sono stati alimentati con il proprio alimentatore da rete, temperatura ambiente 22°C, tensione di alimentazione compresa fra 229,7 Vrms e 232,4 Vrms.

La variazione massima istantanea di potenza P riscontrata è stata di 0,2 dB. Considerando una distribuzione di probabilità uniforme per questo fenomeno, la corrispondente incertezza tipo associata è valutata in $u_b = 0,12$ dB (7.5).

Dall'analisi complessiva di questi fattori che possono incidere sulla variazione della potenza di uscita P , ipotizzando i loro effetti indipendenti, dal punto di vista statistico è possibile determinare uno scarto tipo composto u_p , come definito dalla relazione (7.6).

$$u_p = \sqrt{u_{TAR}^2 + u_T^2 + u_b^2} \approx 0,6 \text{ dB} \quad (7.6)$$

7.3. Rete di accoppiamento

La rete di accoppiamento, interposta fra generatore di pettine e rete di alimentazione artificiale (AMN), assolve ai seguenti compiti:

- (i) Realizzare un generatore di disturbo a relativa alta impedenza (circa 400 Ω), di modo comune sui canali FASE e NEUTRO della AMN rispetto a TERRA. Il vincolo di presentare un'impedenza relativamente elevata, rispetto all'impedenza equivalente Z_{AMN} vista agli ingressi della rete artificiale di alimentazione ($|Z_{AMN}| \leq 50 \Omega$), serve proprio a mettere in maggior evidenza eventuali scostamenti della stessa impedenza Z_{AMN} rispetto agli andamenti previsti dalla norma CEI EN 55016-1-2/A2:2007, "Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità - Parte 1-2: Apparati di misura del radiodisturbo e dell'immunità - Apparecchi associati - Disturbi condotti" [27].
- (ii) Isolare galvanicamente il generatore di pettine dalla rete di alimentazione artificiale (AMN), considerata connessa alla rete elettrica di distribuzione, in modo da tener conto anche della prestazione di isolamento della medesima AMN, come previsto dalla stessa norma CEI EN 55016-1-2/A2:2007 (27).
- (iii) Mostrare al generatore di pettine un carico prossimo 50 Ω , per ridurre il più possibile l'incertezza dovuta al disadattamento [28].
- (iv) Ridurre eventuali correnti di modo comune che potrebbero scorrere fra la rete di alimentazione artificiale (AMN) ed il generatore di pettine, connesso alla rete elettrica tramite il suo proprio alimentatore.

Per cercare di soddisfare questi requisiti, la rete di accoppiamento è stata progettata seguendo lo schema elettrico riportato in Fig. 7.3-1 e realizzata come in Fig. 7.3-2.

Con riferimento alla Fig. 7.3-2, l'adattatore BNC - schuco raffigurato in Fig. 7.3-3, serve a connettere la rete di alimentazione artificiale (spina schuco) con la rete di accoppiamento (connettori BNC) tramite due cavi coassiali (RG223, lunghezza circa 20 cm). La spina

schuco ha i reofori (fase e neutro) collegati ai conduttori dei due cavi coassiali, il terminale di terra fa capo ad entrambe le calze (vedi Fig. 7.3-3). I connettori BNC (maschio) dei cavi coassiali si connettono ai connettori BNC J2 e J3 (femmina) presenti all'interno della rete di accoppiamento (vedi Fig. 7.3-2 e schema elettrico di Fig. 7.3-1). In questo modo si ha la connessione del collegamento di terra della rete AMN con l'involucro della rete di accoppiamento.

I connettori J2 e J3 (femmina BNC, come raffigurato in Fig. 7.3-2), tramite l'avvolgimento secondario (lato AMN) del trasformatore T2, con un capo dell'avvolgimento collegato al contenitore metallico e l'altro alle resistenze in serie $R3 + R4$ e $R5 + R6$, da $180\ \Omega$, realizzano sostanzialmente la sorgente di modo comune, a relativa alta impedenza, richiesta al punto (i). I condensatori in film plastico C1 e C2 (100 nF , Y2, 300 V_{AC}), collegati in serie ai gruppi $R3 + R4$ e $R5 + R6$, servono a limitare la corrente a 50 Hz (a circa 7 mA efficaci) che in questo modo scorre verso terra. La spina schuco di collegamento del campione, di per sé, limiterebbe il rischio elettrico di folgorazione dovuto a questa corrente di dispersione verso l'involucro metallico della rete di accoppiamento. Infatti tale spina è considerata di sicurezza, perché quando si inserisce nella corrispondente presa, avviene prima il contatto di terra e successivamente gli spinotti entrano negli alveoli della presa. In questo modo il collegamento dell'involucro di metallo della rete di accoppiamento alla terra della AMN, avverrebbe prima che possa nascere la corrente di dispersione a 50 Hz, eliminando il rischio di folgorazione. Comunque, per precauzione, nel collegare il campione alla rete AMN è indicato ai laboratori di procedere nel seguente modo: 1) Togliere alimentazione alla rete AMN. 2) collegare la spina schuco del campione alla AMN. 3) Dare alimentazione alla rete AMN. Per rimuovere il campione, precedere con la sequenza inversa.

La frequenza di taglio del filtro passa alto di uscita ($R3 + R4$ e C1) è circa 4,4 kHz per cui l'attenuazione della prima riga utile a 12,2 kHz è trascurabile.

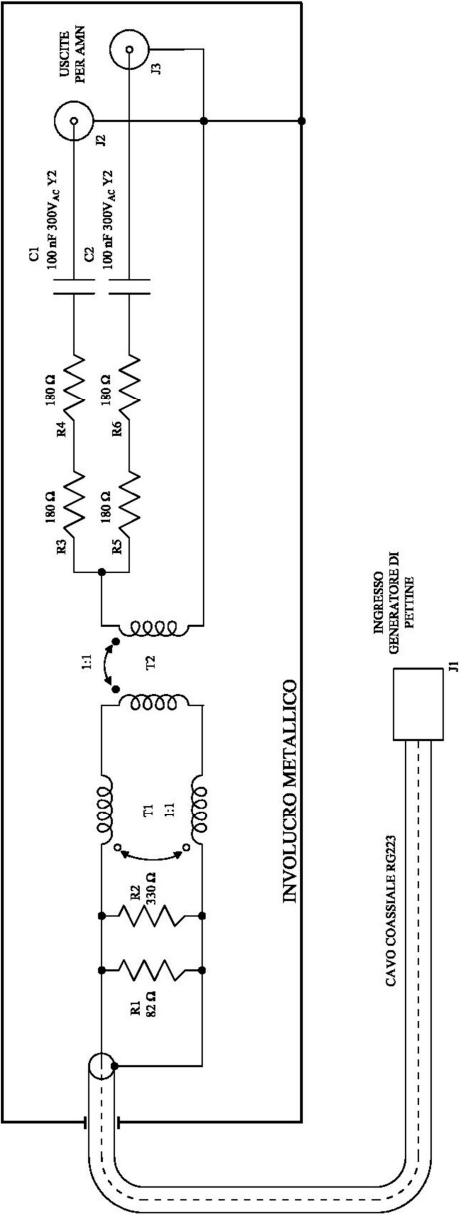


Fig. 7.3-1: Schema elettrico rete di accoppiamento.

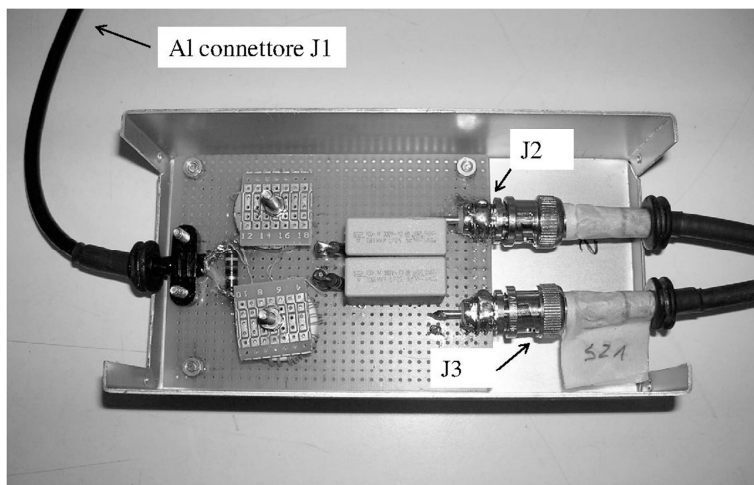


Fig. 7.3-2: Vista interna della rete di accoppiamento.

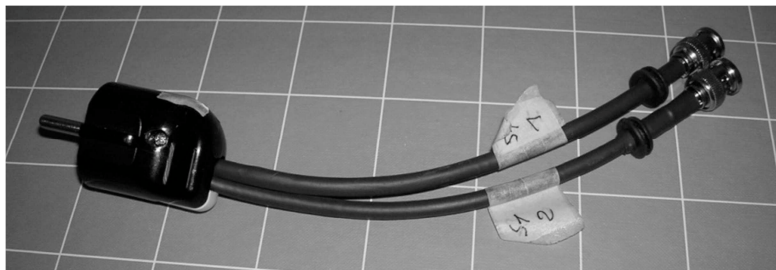


Fig. 7.3-3: Adattatore BNC - schuko per il collegamento fra rete di accoppiamento e AMN.

Il trasformatore T2 (1:1) svolge anche il compito di isolare galvanicamente il generatore di pettine dalla rete elettrica, come richiesto al punto (ii). Inoltre viene a costituire anche un balun trasversale che, unito al trasformatore T1 (1:1) collegato come un balun longitudinale, servono entrambi a ridurre eventuali correnti di modo comune verso il generatore (iv). Il balun T1 opera alle alte frequenze, il balun T2 invece a bassa frequenza, a partire da circa 10 kHz. Il nucleo

magnetico utilizzato per T1 è prodotto dalla Fair-Rite, materiale 43 (giallo), codice 59000601, $A_L = 500 \text{ nH/N}^2$. Per T2 è stato utilizzato un nucleo Ferroxcube, tipo TN20/10/7-3E25, $A_L = 5340 \text{ nH/N}^2$. Gli avvolgimenti di entrambi i baluns sono stati realizzati con filo di rame a doppio isolamento (1,5 kV), tipo TEX-E, in bifilare intrecciato per ridurre l'induttanza dispersa degli avvolgimenti. Su T1 sono state avvolte 9+9 spire, realizzando un'induttanza di circa $40 \mu\text{H}$ ad avvolgimento. Sul trasformatore T2, sono state avvolte 25+25 spire che danno luogo a circa 3,3 mH di induttanza per avvolgimento.

L'adattamento di impedenza lato generatore (connettore J1) è realizzato dal parallelo di R1 e R2. Il trasformatore T2 crea un'azione passa alto e la corrispondente frequenza di taglio inferiore è di circa 1,5 kHz.

Sono stati realizzati due prototipi di reti di accoppiamento (ACC#1, ACC#2), nominalmente uguali, misurando di ognuno i parametri di diffusione per ottenere una caratterizzazione elettrica, utile alla determinazione del valore pre-assegnato di riferimento della tensione di disturbo del campione itinerante. L'ingresso del generatore di pettine, connettore J1, è stato considerato come porta 1, mentre i connettori di uscita J2 e J3 come rispettivamente porta 2 e porta 3. Questo rilievo è stato fatto presso l'INRiM, con l'utilizzo di un analizzatore vettoriale di reti Rohde&Schwarz tipo ZVRE (banda operativa da 10 Hz a 4 GHz).

Detta \overline{X} la matrice dei parametri di diffusione dell'accoppiatore, in Fig. 7.3-4 sono stati riportati gli andamenti del modulo dei parametri X_{11} , X_{22} , X_{33} . Si nota che l'adattamento in ingresso (vedi parametro X_{11}), è già soddisfacente dalla frequenza di 9 kHz, mantenendosi al disotto di circa -20 dB fino ad oltre 50 MHz.

In Fig. 7.3-5 sono stati riportati gli andamenti del modulo dei parametri di trasferimento ingresso – uscita, X_{12} e X_{13} . I valori ottenuti sono molto simili fra di loro (differenza massima dell'ordine di 0,2 dB), segno di una relativamente bassa dispersione dei parametri costruttivi.

In Fig. 7.3-6 è stato riportato l'andamento in frequenza del parametro X_{23} , dei due accoppiatori, che tiene conto dell'isolamento fra le uscite (J2 e J3).

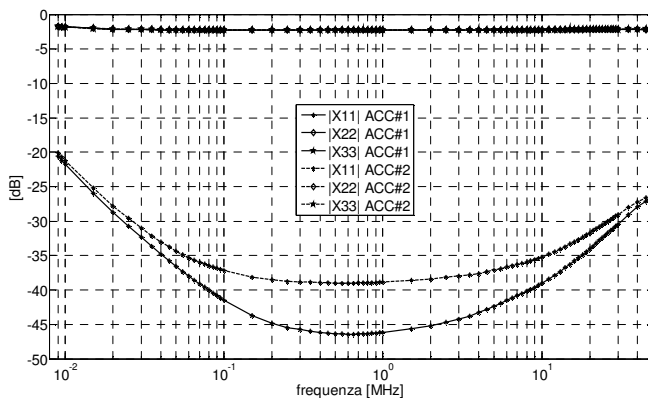


Fig. 7.3-4: Andamento in frequenza del modulo dei parametri X_{11} , X_{22} , X_{33} dei prototipi degli accoppiatori (ACC#1 e ACC#2).

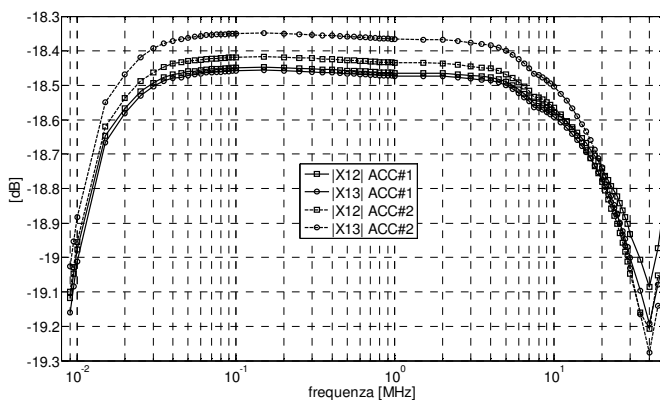


Fig. 7.3-5: Andamento in frequenza del modulo dei parametri X_{12} e X_{13} dei prototipi degli accoppiatori (ACC#1 e ACC#2).

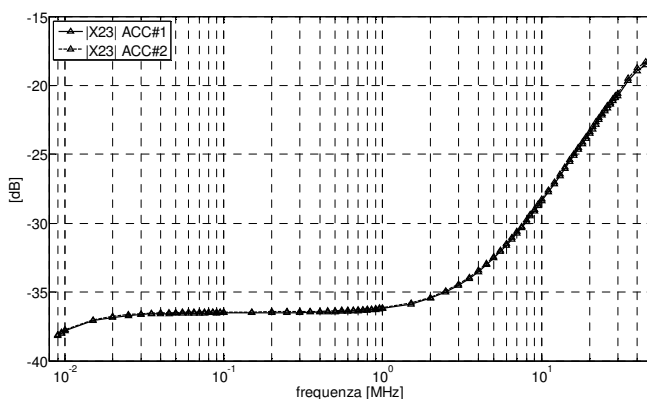


Fig. 7.3-6: Andamento in frequenza del modulo del parametro X_{23} dei prototipi degli accoppiatori (ACC#1 e ACC#2).

7.4. Adattatore BNC – spina schuco

L'adattatore BNC – spina schuco ha il compito di collegare la rete di accoppiamento (uscite BNC J2 e J3, Fig. 7.3-2) alla rete artificiale di alimentazione (ANM) del sistema di misura sotto test. L'adattatore è stato realizzato (vedi Fig. 7.4-1) con due connettori BNC maschio collegati, tramite circa 20 cm di cavo coassiale RG223, alla spina schuco. Gli schermi dei cavi coassiali, lato spina, sono stati collegati al terminale di terra, i conduttori centrali ai reofori della spina. In questa realizzazione si è cercato di mantenere la struttura elettrica più simmetrica possibile.

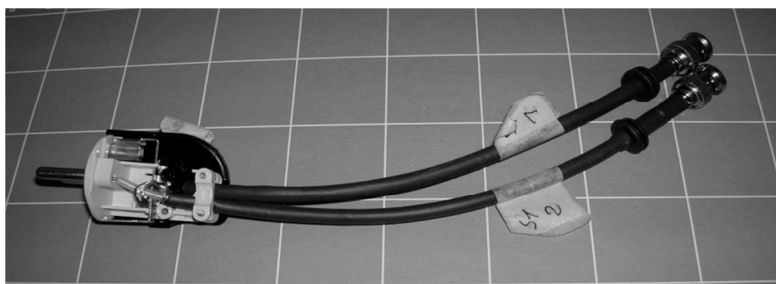


Fig. 7.4-1: Adattatore BNC - schuco per il collegamento fra rete di accoppiamento e AMN (spina aperta).

Sono stati realizzati due prototipi (ABS#1, ABS#2), nominalmente uguali, di adattatori BNC – spina schuco. Per la caratterizzazione elettrica dei prototipi, in questo caso, non è stato possibile utilizzare l'analizzatore vettoriale di reti (VNA). Infatti questo metodo avrebbe reso necessario adoperare un sistema di interconnessione fra la spina schuco e gli ingressi coassiali dello strumento (connettori N e/o BNC). Pur ammettendo di essere stati in grado di realizzare un sistema di interconnessione fra la spina schuco ed il VNA (tipo adattatore presa schuco - BNC), specularmente all'adattatore BNC – spina schuco da identificare, l'influenza di questo sistema non sarebbe stato possibile scorporarla dalla misura. Infatti, in un sistema in cascata, spalla a spalla, tipo BNC - spina schuco | presa schuco – BNC come riportato in Fig. 7.4-2, anche se considerato specularmente rispetto al piano passante per l'interfaccia spina-presa, dalle sole misure alle porte identificate dai connettori BNC, non si riescono ad estrarre sufficienti informazioni (indipendenti) per descrivere completamente le singole matrici dei parametri che caratterizzano ogni sezione (adattatore BNC - spina schuco e adattatore presa schuco – BNC).



Fig. 7.4-2: Sistema BNC - presa schuco | spina schuco – BNC.

Per la caratterizzazione elettrica dell'adattatore BNC – spina schuco, modello elettrico scelto è stato quello a parametri concentrati (vedi Fig. 7.4-3), visto il valore massimo della frequenza in gioco (30 MHz) e le dimensioni dell'oggetto, che corrispondono a meno di

1/30 in termini di minima lunghezza d'onda (10 m in aria e circa 7 m se si considera la propagazione nel cavo coassiale RG223).

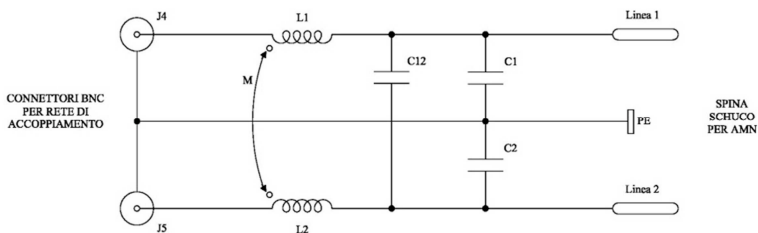


Fig. 7.4-3: Circuito equivalente a parametri concentrati dell'adattatore BNC - spina schuco.

Il circuito equivalente di Fig. 7.4-3, tiene conto dei comportamenti elettrici e magnetici della struttura. Gli effetti di dissipazione sono stati ritenuti trascurabili. Gli accoppiamenti elettrici fra linea (Linea 1 e Linea 2) e terra (PE), da imputare principalmente alla capacità distribuita dei cavi coassiali, sono rappresentati dai condensatori C_1 e C_2 . Il potenziale accoppiamento elettrico diretto linea-linea, tenuto in conto dal condensatore C_{12} , si ha principalmente fra i reofori della spina e all'interno di essa, dove i cavi coassiali si devono aprire per permettere il collegamento ai morsetti (vedi Fig. 7.4-1). In questa disposizione di conduttori si creano anche delle spire che accoppiano magneticamente la Linea 1 alla 2, fattore considerato tramite la mutua induzione M . Le induttanze L_1 e L_2 tengono conto sia dell'aumento dell'induttanza dovuta ai collegamenti alla spina, che dell'induttanza distribuita dei cavi coassiali.

Per la stima dei parametri circuitali indicati, sono state utilizzate delle opportune misure di impedenza fatte sui prototipi, impiegando un impedenzimetro vettoriale (HP4391A).

In generale, per il rilievo delle capacità si eseguono misure ad alta impedenza (in aperto) per far prevalere gli effetti elettrici rispetto a quelli magnetici. Viceversa, per la stima degli effetti induttivi, si eseguono misure a bassa impedenza (cortocircuito).

Determinazione delle capacità C_1 , C_2 e C_{12}

Per la valutazione dei valori delle capacità C_1 , C_2 e C_{12} è stata scelta, come compromesso, la frequenza di 1 MHz per due motivi. Primo perché più bassa è la frequenza usata per la misura della capacità e meno si risente degli effetti induttivi (elementi in serie in questo caso) del circuito. Secondo, perché i valori del modulo dell'impedenza ottenuti nelle misure (5700 Ω circa) rientravano nell'intervallo a più passa incertezza dichiarata dal costruttore dello strumento.

Nella stima condotta dei valori delle capacità, sono stati trascurati gli effetti induttivi. Infatti, come prima grossolana approssimazione, ci si attendeva un valore di induttanza nell'ordine di al più 100 nH, dando luogo, alla frequenza di 1 MHz, ad un'impedenza di circa 0,6 Ω in modulo, più che trascurabile, rispetto ai 5700 Ω del modulo dell'impedenza associata all'effetto della capacità. Per questo motivo, è stato considerato un circuito semplificato, riportato in Fig. 7.4-4.

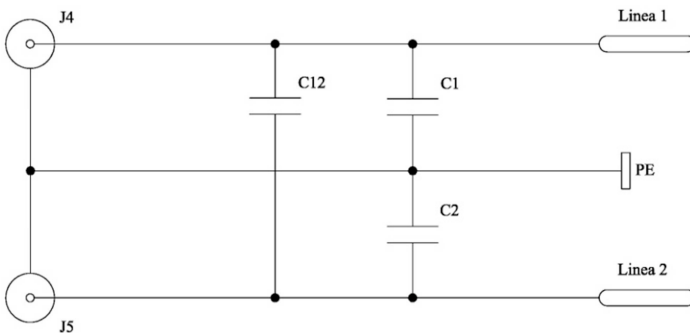


Fig. 7.4-4: Circuito equivalente semplificato dell'adattatore BNC - spina schuco utilizzato per la stima dei valori delle capacità.

In questa procedura sono state eseguite quattro misure di impedenza:

- 1) Impedenzimetro a vuoto, rilievo impedenza Z_{SA} per scorporo capacità parassita della sonda C_p (7.10).

- 2) Impedenzimetro collegato al connettore J4, connettore J5 aperto. Rilievo impedenza Z_{4A} , da cui deriva il valore della capacità C_{4A} (7.7).

$$C_{4A} = C_1 + \frac{C_{12}C_2}{C_{12} + C_2} + C_P \quad (7.7)$$

- 3) Impedenzimetro collegato al connettore J5, connettore J4 aperto. Rilievo impedenza Z_{5A} , da cui deriva il valore della capacità C_{5A} (7.8).

$$C_{5A} = C_2 + \frac{C_{12}C_2}{C_{12} + C_2} + C_P \quad (7.8)$$

- 4) Impedenzimetro collegato al connettore J4, connettore J5 in cortocircuito. Rilievo impedenza Z_{4C} , da cui deriva il valore della capacità C_{4C} (7.13).

$$C_{4C} = C_1 + C_{12} + C_P \quad (7.9)$$

I valori di misura ottenuti, fissato la frequenza $f = 1$ MHz, sono riportati in Tabella 7.4-1 per Z_{SA} , Tabella 7.4-2 per l'adattatore ABS#1 e in Tabella 7.4-3 per ABS#2. L'incertezza di misura è stata calcolata in base alle informazioni reperite sul manuale dello strumento HP4391A.

Dai risultati ottenuti per entrambi gli accoppiatori, si osserva che con l'impedenzimetro vettoriale non si riesce ad apprezzare nessuna variazione fra l'impedenza misurata sul connettore J4 con J5 aperto (Z_{4A}) e la stessa misura con J5 cortocircuitato (Z_{4C}), questo anche ad aumentare la frequenza fino alla massima possibile per lo strumento, pari a 110 MHz. Questo ci porta a ritenere che l'accoppiamento capacitivo fra le linee 1 e 2 è modestissimo, tanto da poter considerare C_{12} praticamente nullo.

Tabella 7.4-1: Risultato della misura a vuoto dell'impedenza della sonda dell'impedenziometro vettoriale.

$f = 1 \text{ MHz}$	
Z_{SA}	
$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]
35,1 +/- 1,6	-90 +/- 4,7
$C_p = 4,6 \text{ pF}$	

Tabella 7.4-2: Risultato della stima dei valori delle capacità per l'adattatore BNC – spina schuco #1

Adattatore BNC – spina schuco #1 (ABS#1)					
$f = 1 \text{ MHz}$					
Z_{4A}		Z_{5A}		Z_{4C}	
$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]	$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]	$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]
5,71 +/- 0,3	-90 +/- 9,5	5,81 +/- 0,3	-90 +/- 9,5	5,71 +/- 0,3	-90 +/- 9,5
$C_{4A} = 27,9 \text{ pF}$		$C_{5A} = 27,4 \text{ pF}$		$C_{4C} = 27,9 \text{ pF}$	
$C_1 = 23,3 \text{ pF}$		$C_2 = 22,8 \text{ pF}$		$C_{12} \approx 0 \text{ pF}$	

Tabella 7.4-3: Risultato della stima dei valori delle capacità per l'adattatore BNC – spina schuco #2

Adattatore BNC – spina schuco #2 (ABS#2)					
$f = 1 \text{ MHz}$					
Z_{4A}		Z_{5A}		Z_{4C}	
$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]	$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]	$ \bullet $ [k Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]
5,77 +/- 0,3	-90 +/- 9,5	5,87 +/- 0,3	-90 +/- 9,5	5,77 +/- 0,3	-90 +/- 9,5
$C_{4A} = 27,6 \text{ pF}$		$C_{5A} = 27,1 \text{ pF}$		$C_{4C} = 27,9 \text{ pF}$	
$C_1 = 23,0 \text{ pF}$		$C_2 = 22,6 \text{ pF}$		$C_{12} \approx 0 \text{ pF}$	

Quindi, trascurando C_{12} e tenendo presente che la fase delle impedenze misurate è sempre risultata di -90° , è possibile semplificare il calcolo delle capacità della rete dell'adattatore secondo le relazioni (7.11), (7.12) e (7.13), dove con $\omega = 2\pi f$ si è considerata la pulsazione relativa alla frequenza di misura. I valori ottenuti per ciascun accoppiatore, sono riportati nelle Tabella 7.4-2 e Tabella 7.4-3.

$$C_P = -\frac{\text{sen}[\arg(Z_{SA})]}{|Z_{SA}|\omega} \approx \frac{1}{|Z_{SA}|\omega} \quad (7.10)$$

$$C_{4A} = C_1 + C_P = -\frac{\text{sen}[\arg(Z_{4A})]}{|Z_{4A}|\omega} \approx \frac{1}{|Z_{4A}|\omega} \quad (7.11)$$

$$C_{5A} = C_2 + C_P = -\frac{\text{sen}[\arg(Z_{5A})]}{|Z_{5A}|\omega} \approx \frac{1}{|Z_{5A}|\omega} \quad (7.12)$$

$$C_{4C} = C_1 + C_P = -\frac{\text{sen}[\arg(Z_{4C})]}{|Z_{4C}|\omega} \approx \frac{1}{|Z_{4C}|\omega} \quad (7.13)$$

Determinazione delle induttanze L_1, L_2 e della mutua induzione M

Per la valutazione dei valori dei componenti del circuito di Fig. 7.4-3, si è proceduto in maniera duale, trascurando l'effetto delle capacità, perchè le misure sono state eseguite cortocircuitando i terminali della spina schuko al suo contatto di terra (PE), quindi facendo prevalere l'effetto magnetico (della corrente), rispetto a quello elettrico. La frequenza scelta per questa prova è stata pari a $f = 30$ MHz, in modo da ottenere valori di impedenza (modulo) che rientrassero in un intervallo a più bassa incertezza di misura, secondo le specifiche dell'apparecchio. Lo schema elettrico di riferimento per questa valutazione è riportato in Fig. 7.4-5.

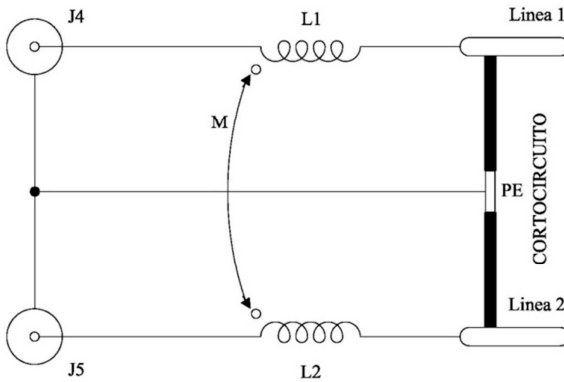


Fig. 7.4-5: Circuito equivalente semplificato dell'adattatore BNC - spina schuco utilizzato per la stima dei valori delle auto e mutue induttanze.

Anche in questa procedura sono state eseguite quattro misure di impedenza:

- 1) Impedenzimetro in cortocircuito, rilievo impedenza Z_{SC} per scorporo dell'induttanza parassita della sonda L_S .

$$L_S = \frac{|Z_{SC}| \sin[\arg(Z_{SC})]}{\omega} \quad (7.14)$$

- 2) Impedenzimetro collegato al connettore J4, connettore J5 aperto. Rilievo impedenza Z_{4A} , da cui deriva il valore dell'induttanza L_{4A} , per poi ricavare L_1 (7.15).

$$L_1 = L_{4A} - L_S = \frac{|Z_{4A}| \sin[\arg(Z_{4A})]}{\omega} - L_S \quad (7.15)$$

- 3) Impedenzimetro collegato al connettore J5, connettore J4 aperto. Rilievo impedenza Z_{5A} , da cui deriva il valore dell'induttanza L_{5A} , per poi ricavare L_2 (7.16).

$$L_2 = L_{sA} - L_s = \frac{|Z_{sA}| \operatorname{sen}[\arg(Z_{sA})]}{\omega} - L_s \quad (7.16)$$

- 4) Impedenzimetro collegato al connettore J4, connettore J5 in cortocircuito. Rilievo impedenza Z_{4C} , da cui deriva il valore dell'induttanza L_{4C} (7.17).

$$L_{4C} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} + L_s \quad (7.17)$$

Noto L_{4C} si ricava M:

$$M = \sqrt{L_1 L_2 - (L_{4C} - L_s) L_2} \quad (7.18)$$

I valori così ottenuti, fissato la frequenza $f = 30$ MHz, sono riportati in Tabella 7.4-4 per Z_{SC} , per l'adattatore ABS#1 in Tabella 7.4-5 e in Tabella 7.4-6 per ABS#2. Anche in questo caso, l'incertezza di misura è stata calcolata in base alle informazioni reperite sul manuale dello strumento HP4391A.

Tabella 7.4-4: Risultato della misura in cortocircuito dell'impedenza della sonda dell'impedenzimetro vettoriale.

$f = 30$ MHz	
Z_{SC}	
$ \bullet $ [Ω]	$\arg(\bullet)$ [°]
4,61 +/- 0,5	82 +/- 16,9
$L_s = 24,2$ nH $R_s = 0,64$ Ω	

Tabella 7.4-5: Risultato della stima dei valori delle auto e mutua induttanza per l'adattatore BNC – spina schuco #1.

Adattatore BNC – spina schuco #1 (ABS#1)					
$f = 30 \text{ MHz}$					
Z_{4A}		Z_{5A}		Z_{4C}	
$ \bullet $	$\arg(\bullet)$	$ \bullet $	$\arg(\bullet)$	$ \bullet $	$\arg(\bullet)$
$[\Omega]$	$[\circ]$	$[\Omega]$	$[\circ]$	$[\Omega]$	$[\circ]$
21,3 +/- 2,1	84 +/- 10,9	21,8 +/- 2,1	84 +/- 10,9	20,9 +/- 2,1	84 +/- 10,9
$L_{4A} = 112,4 \text{ nH}$		$L_{5A} = 115,0 \text{ nH}$		$L_{4C} = 110,3 \text{ nH}$	
$L_1 = 88,2 \text{ nH}$		$L_2 = 90,8 \text{ nH}$		$M = 13,8 \text{ nH}$	

Tabella 7.4-6: Risultato della stima dei valori delle auto e mutua induttanza per l'adattatore BNC – spina schuco #2.

Adattatore BNC – spina schuco #2 (ABS#2)					
$f = 30 \text{ MHz}$					
Z_{4A}		Z_{5A}		Z_{4C}	
$ \bullet $	$\arg(\bullet)$	$ \bullet $	$\arg(\bullet)$	$ \bullet $	$\arg(\bullet)$
$[\Omega]$	$[\circ]$	$[\Omega]$	$[\circ]$	$[\Omega]$	$[\circ]$
20,9 +/- 2,1	84 +/- 10,9	21,6 +/- 2,1	84 +/- 10,9	20,5 +/- 2,1	84 +/- 10,9
$L_{4A} = 110,3 \text{ nH}$		$L_{5A} = 114,1 \text{ nH}$		$L_{4C} = 108,2 \text{ nH}$	
$L_1 = 86,1 \text{ nH}$		$L_2 = 89,9 \text{ nH}$		$M = 13,7 \text{ nH}$	

Determinati i valori dei parametri del circuito equivalente di Fig. 7.4-3, considerando la capacità $C_{12} = 0 \text{ pF}$, si ottiene un nuovo circuito equivalente semplificato, rappresentato in Fig. 7.4-6, da cui si ricava la corrispondente matrice zeta, \bar{Z} , utile per la determinazione del valore pre-assegnato della tensione di disturbo del campione itinerante.

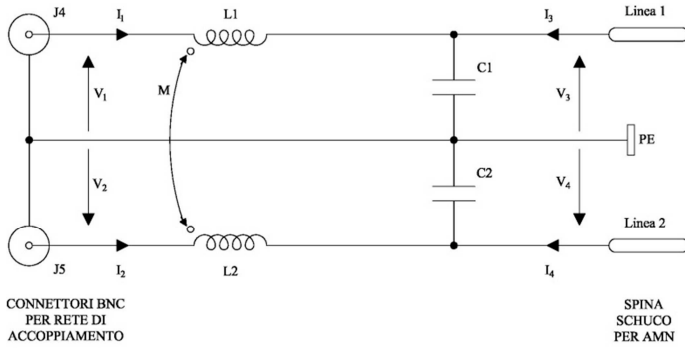


Fig. 7.4-6: Circuito equivalente adattatore BNC - spina schuco utile alla determinazione del valore pre-assegnato della tensione di disturbo del campione itinerante.

$$\underline{\bar{Z}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 & j\omega M & \frac{1}{j\omega C_1} & 0 \\ j\omega M & \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 & 0 & \frac{1}{j\omega C_2} \\ \frac{1}{j\omega C_1} & 0 & \frac{1}{j\omega C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega C_2} & 0 & \frac{1}{j\omega C_2} \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

7.5. Valore pre-assegnato della tensione di disturbo

Per determinare il valore pre-assegnato della tensione di disturbo che il campione itinerante determina sulla rete di alimentazione normalizzata (AMN), secondo la norma CEI EN 55016-1-2/A2 [27], si considera lo schema a blocchi di Fig. 7.1-2 ed il circuito equivalente di Fig. 7.5-1.

Il generatore V_G e l'impedenza Z_G , a monte della SEZ. 1, rappresentano il circuito equivalente del generatore di pettine (vedi §7.2).

La rete di accoppiamento (vedi §7.3) è rappresentata tramite la sua matrice dei parametri di diffusione \overline{X} , tale che:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \overline{X} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

dove il vettore b rappresenta le onde riflesse alle tre porte mentre il vettore a rappresenta le onde incidenti.

La rete di adattamento BNC – spina schuco è anch'essa rappresentata tramite la sua matrice dei parametri di diffusione \overline{W} :

$$\begin{bmatrix} b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \end{bmatrix} = \overline{W} \begin{bmatrix} a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

La matrice \overline{W} si ricava dalla matrice delle impedenze \overline{Z} (7.19) della rete di adattamento BNC – spina schuco, secondo la relazione:

$$\overline{W} = (\overline{Z} + IR_0)^{-1} (\overline{Z} - IR_0) \quad (7.22)$$

dove con I è indicata la matrice identità, mentre R_0 è la resistenza di riferimento (50 Ω , scalare).

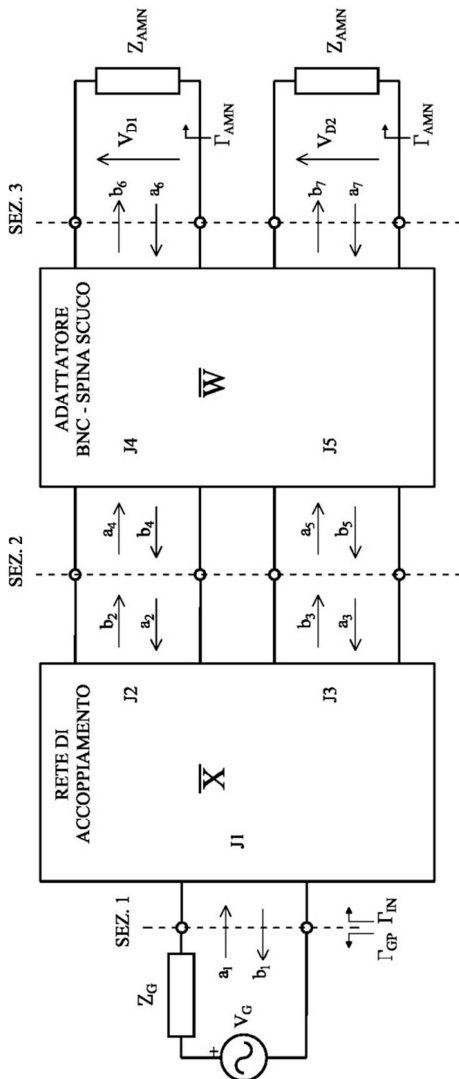


Fig. 7.5-1: Circuito equivalente del campione itinerante.

La rete di alimentazione artificiale è rappresentata dalla sua impedenza Z_{AMN} , definita dalla norma CEI EN 55016-1-2/A2 [27]. L'impedenza Z_{AMN} si differenzia secondo la banda operativa, come è illustrato in Fig. 7.5-2 e in Fig. 7.5-3.

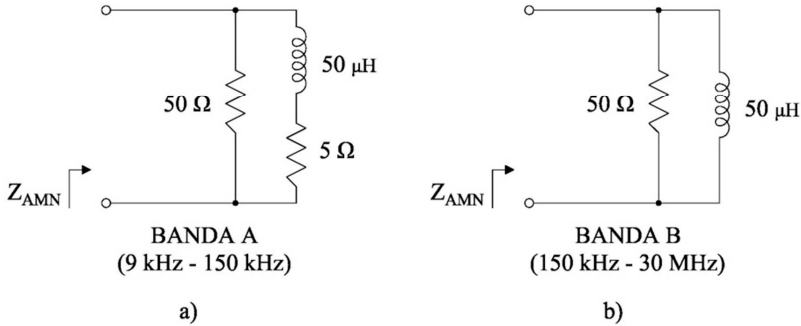


Fig. 7.5-2: Circuito equivalente dell'impedenza normalizzata Z_{AMN} . a) banda A: 9 kHz - 150 kHz. b) banda B: 150 kHz - 30 MHz.

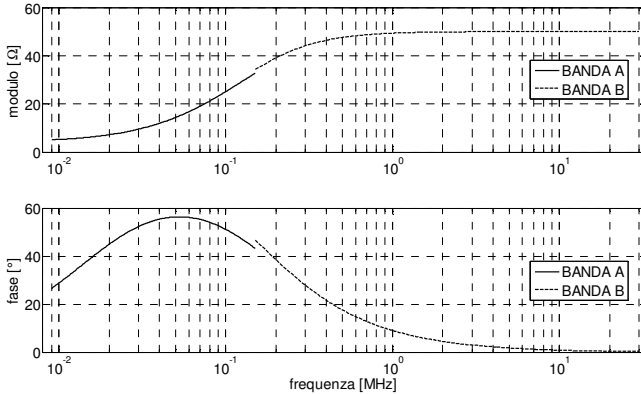


Fig. 7.5-3: Andamento in frequenza del modulo e della fase dell'impedenza normalizzata Z_{AMN} .

Detti V_{D1} e V_{D2} i fasori delle tensioni di disturbo di Fig. 7.5-1, sia $|V_{D1}|$ l'ampiezza del fasore V_{D1} e $|V_{D2}|$ quella relativa a V_{D2} , si definisce con $\|V_D\|$ il vettore delle ampiezze $|V_{D1}|$ e $|V_{D2}|$ come³³:

$$\|V_D\| = \begin{bmatrix} |V_{D1}| \\ |V_{D2}| \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

Lo scopo è quello di esprimere il vettore dei moduli delle tensione di disturbo $\|V_D\|$ in funzione di $V_G, Z_G, \bar{X}, \bar{W}$ e Z_{AMN} . Lo sviluppo dei calcoli che portano alla determinazione di $\|V_D\|$ (7.24) è riportato nell'Appendice 0.

$$\begin{aligned} \|V_D\| &= \left\| \left(\overline{\Gamma_{AMN}} + I \right) \left(I - \overline{W_{22}} \overline{\Gamma_{AMN}} \right)^{-1} \overline{W_{21}} \left(I - \overline{X_{21}} \overline{L} \right)^{-1} \overline{X_{21}} \left\| \frac{|V_G|}{2} \frac{|1 - \Gamma_{GP}|}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_{GP}|} \right. \\ &= \left\| \overline{A_{CMP}} \right\| \frac{|V_G|}{2} \frac{|1 - \Gamma_{GP}|}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_{GP}|} \end{aligned} \quad (7.24)$$

dove con Γ_{IN} è stato indicato il coefficiente di riflessione d'ingresso alla rete di accoppiamento (vedi Fig. 7.5-1) e con $\overline{A_{CMP}}$ si definisce fattore di attenuazione del campione dato da:

$$\overline{A_{CMP}} = \left(\overline{\Gamma_{AMN}} + I \right) \left(I - \overline{W_{22}} \overline{\Gamma_{AMN}} \right)^{-1} \overline{W_{21}} \left(I - \overline{X_{21}} \overline{L} \right)^{-1} \overline{X_{21}} \quad (7.25)$$

Per il significato di $\overline{W_{22}}, \overline{W_{21}}, \overline{X_{22}}, \overline{X_{21}}, \overline{L}, \overline{\Gamma_{AMN}}$ si veda l'Appendice 0.

³³ L'operatore $\|\bullet\|$ estrae il modulo di ogni componente del vettore su cui opera.

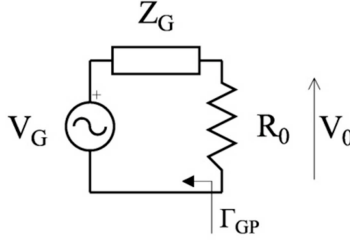


Fig. 7.5-4: Circuito equivalente del generatore di pettine per la determinazione della potenza P su di un carico $R_0=50\ \Omega$.

Sia P la potenza dissipata dalla resistenza R_0 collegata al generatore di pettine (vedi Fig. 7.5-4), allora il valore dell'ampiezza V_0 della tensione sul carico R_0 è:

$$V_0 = V_G \frac{R_0}{R_0 + Z_G} \quad (7.26)$$

L'impedenza equivalente del generatore di pettine Z_G può essere espressa tramite il suo coefficiente di riflessione Γ_G :

$$Z_G = R_0 \frac{1 + \Gamma_G}{1 - \Gamma_G} \quad (7.27)$$

Dalla (7.26) e dalla (7.27) si ha che:

$$P = \frac{|V_0|^2}{R_0} = \frac{|V_G|^2 R_0}{|R_0 + Z_G|^2} = \frac{|V_G|^2 |1 - \Gamma_G|^2}{4R_0} \quad (7.28)$$

Allora la tensione a vuoto del generatore $|V_G|$, ricavata dalla (7.28) vale:

$$|V_G| = \frac{2\sqrt{PR_0}}{|1 - \Gamma_{GP}|} \quad (7.29)$$

Sostituendo la (7.29) nella (7.24) si ottiene:

$$\|V_D\| = \left\| \overline{A_{CMP}} \right\| \frac{\sqrt{PR_0}}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_{GP}|} \approx \left\| \overline{A_{CMP}} \right\| \sqrt{PR_0} \quad (7.30)$$

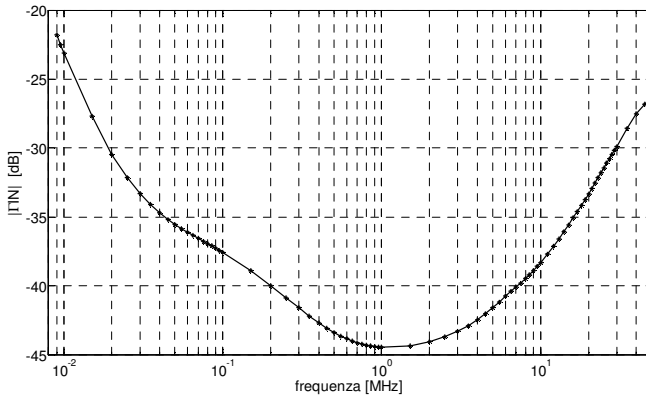


Fig. 7.5-5: Modulo del coefficiente di riflessione Γ_{IN} in ingresso alla rete di accoppiamento.

Nella relazione (7.30) è stato ipotizzato che il $|\Gamma_{IN}\Gamma_{GP}| \ll 1$, infatti il modulo del coefficiente di riflessione del generatore di pettine $|\Gamma_{GP}|$ è minore di 0,015 (vedi Fig. 7.2-4, inferiore a -28 dB) e quello d'ingresso alle rete di accoppiamento $|\Gamma_{IN}|$ è più piccolo di 0,1 come si deduce dalla Fig. 7.5-5.

L'intensità della tensione di disturbo $\|V_D\|$, espressa in unità logaritmiche, in riferimento alla (7.30) è data dalla seguente espressione:

$$\|V_D\| [dB\mu V] = \left\| \overline{A_{CMP}} \right\| [dB] + P [dBm] + 107 \quad (7.31)$$

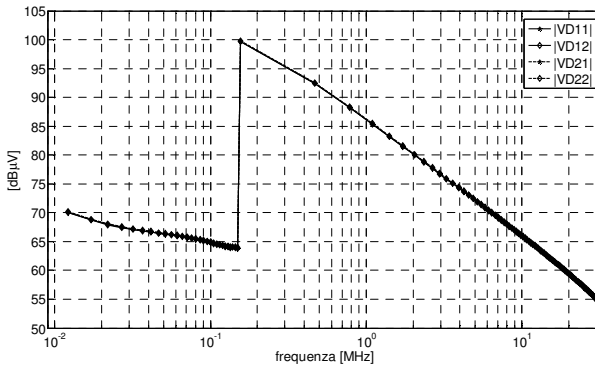


Fig. 7.5-6: Andamento delle ampiezze delle tensioni di disturbo $\|V_D\|$. |VD11| campione #1, canale #1. |VD12| campione #1, canale #2. |VD21| campione #2, canale #1. |VD22| campione #2, canale #2.

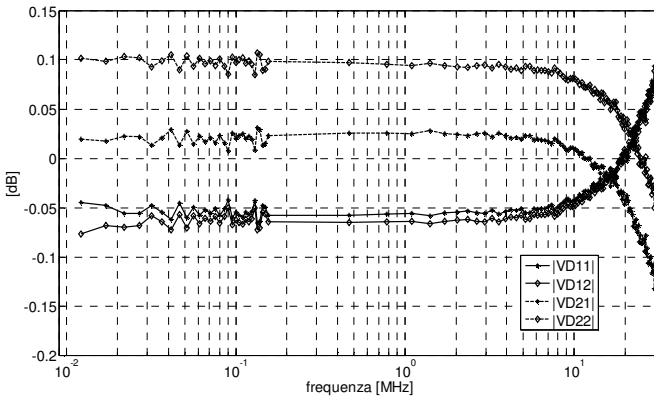


Fig. 7.5-7: Andamento degli scarti delle ampiezze delle tensioni di disturbo $\|V_D\|$ rispetto al valore pre-assegnato X_D . |VD11| campione #1, canale #1. |VD12| campione #1, canale #2. |VD21| campione #2, canale #1. |VD22| campione #2, canale #2.

Per ogni canale (canale #1 e canale #2) di ogni campione (campione #1 e campione #2) è stata valutata l'intensità della tensione di disturbo, in base alla (7.31), riportando gli andamenti nella Fig. 7.5-6. Nella Fig. 7.5-7 sono riportati i rispettivi scarti rispetto alla loro media. Lo scarto massimo ottenuto è al più 0,15 dB che risulta essere piccolo

rispetto all'incertezza estesa $U_x = 1,3$ dB (vedi §7.6) attribuita agli stessi valori. Questa considerazione ci porta a concludere che le ampiezze delle tensioni di disturbo $\|V_D\|$ associate ai due canali di ciascun campione sono sostanzialmente indistinguibili, sia fra i canali dello stesso campione che fra i canali di un campione rispetto all'altro, in quanto gli scarti fra tali ampiezze sono piccoli rispetto all'incertezza U_x con cui verrebbero assegnate. Di conseguenza è possibile pre-assegnare un unico valore di riferimento X_D dato appunto dalla media, frequenza per frequenza, dei valori delle ampiezze di disturbo, come indicato in (7.32) e riportato in Fig. 7.5-8.

$$X_D = \langle \|V_D\| [dB\mu V] \rangle = \left\langle \left\| \overline{A_{CMP}} \right\| [dB] \right\rangle + \langle P[dBm] \rangle + 107 \quad (7.32)$$

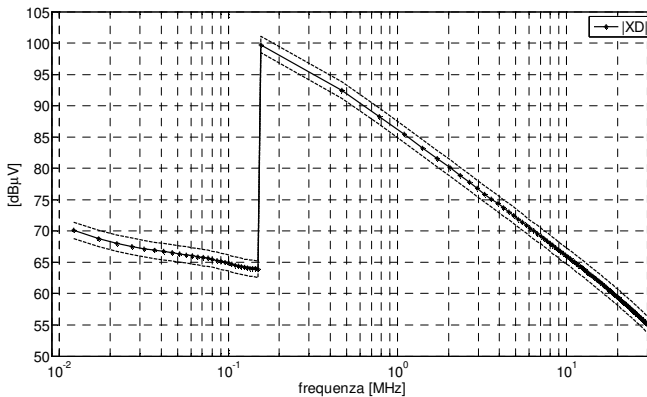


Fig. 7.5-8: Andamento del valore di disturbo pre-assegnato X_D . È visibile anche la fascia di incertezza estesa pari a $\pm 1,3$ dB come stimato nel §7.6.

7.6. Stima dell'incertezza del valore pre-assegnato

Per la stima dell'incertezza estesa U_X del valore pre-assegnato X_D dell'ampiezza della tensione di disturbo del campione, ci si basa sulla procedura di propagazione dell'incertezza indicata nella norma CEI UNI ENV 13005 [31].

I maggiori contributi di incertezza sul valore X_D sono legati alla determinazione della potenza P erogata dal generatore di pettine (vedi §7.2) ed all'incertezza delle misure eseguite sull'accoppiatore (vedi §7.3) e sull'adattatore BNC – spina schuco (vedi §7.4).

Queste misure sono servite per la determinazione del fattore di attenuazione del campione $\left\| \overline{A_{CMP}} \right\|$, come riportato in (7.25) (vedi Appendice 0), utile alla stima del valore pre-assegnato X_D , secondo quanto indicato dalla relazione (7.32).

Considerati indipendenti i fenomeni di incertezza indicati, si definisce $u(A_{CMP})$ l'incertezza tipo associata alla determinazione del valore del fattore di attenuazione del campione $\left\| \overline{A_{CMP}} \right\|$. Detta u_p l'incertezza tipo associata alla determinazione della potenza P del generatore di pettine, come valutato nel §7.2, secondo la relazione (7.32) l'incertezza tipo u_X associata al valore pre-assegnato X_D sarà data da:

$$u_X = \sqrt{u(A_{CMP})^2 + u_p^2} \quad (7.33)$$

Fissato un fattore di copertura $k = 2$, dalla relazione (7.33) si ricava l'incertezza estesa U_X assegnata a X_D pari a:

$$U_X = 2u_X \quad (7.34)$$

Per stimare l'incertezza tipo $u(A_{CMP})$ si ricorre al metodo numerico visto il complesso legame (vedi Appendice 0) che esiste fra i dati ricavati dalle misure (parametri S per gli accoppiatori e misure di impedenza per gli adattatori BNC – spina schuco) ed il valore $\left\| \overline{A_{CMP}} \right\|$.

Questo metodo è previsto anche dalla norma CEI UNI ENV 13005 [31], in merito alla valutazione dell'incertezza di misura.

Siano p_1, \dots, p_m i parametri che determinano il valore del fattore di attenuazione del campione $\overline{\overline{A_{CMP}}}$, tali che:

$$\overline{\overline{A_{CMP}}} = f(p_1, \dots, p_m) \quad (7.35)$$

Allora, la sua l'incertezza tipo, $u(A_{CMP})$, è data da:

$$u(A_{CMP}) = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{\partial f}{\partial p_i} u(p_i) \right)^2} \quad (7.36)$$

È lecito supporre in questo caso che il contributo di incertezza di ogni parametro p_i sia indipendente da tutti gli altri parametri. Allora è possibile ordinare e separare i contributi di incertezza relativi alle misure fatte con l'analizzatore vettoriale di reti (Rohde&Schwarz tipo ZVRE) sulla rete di accoppiamento (vedi §7.3), considerando i primi k parametri p_1, \dots, p_k (modulo e fase dei parametri di diffusione). I rimanenti parametri p_{k+1}, \dots, p_m saranno relativi alle misure di impedenza (modulo e fase) fatte con l'impedenzimetro vettoriale (HP4391A) sull'adattatore BNC – spina schuco (vedi §7.4). Allora nella reazione (7.36) è possibile evidenziare il contributo di incertezza legato alla rete di accoppiamento $u(acc)$ rispetto a quello dell'adattatore $u(ada)$:

$$u(A_{CMP}) = \sqrt{\sum_{i=1}^k \left(\frac{\partial f}{\partial p_i} u(p_i) \right)^2 + \sum_{i=k+1}^m \left(\frac{\partial f}{\partial p_i} u(p_i) \right)^2} = \sqrt{u(acc)^2 + u(ada)^2} \quad (7.37)$$

Il calcolo numerico delle derivate parziali (coefficienti di sensibilità)

$\frac{\partial f}{\partial p_i}$ è stato approssimato valutando il rapporto incrementale

nell'intorno del valore nominale del p -esimo parametro:

$$\frac{\partial f}{\partial p_l} \approx \frac{f(p_1, \dots, p_{l-1}, p_l + \Delta p, \dots, p_m) - f(p_1, \dots, p_{l-1}, p_l, \dots, p_m)}{\Delta p} \quad (7.38)$$

Tabella 7.6-1: Incertezza di misura VNA Rohde&Schwarz tipo ZVRE

Incertezza sui parametri di trasmissione
20 kHz to 300 kHz (passive SWR bridges only) at 10 Hz IF bandwidth for +10 dB to +3 dB <1 dB or 6° for +3 dB to -20 dB (typ. -55 dB) <0.2 dB or 2° for -20 dB to -30 dB (typ. -65 dB) <0.5 dB or 4° for -30 dB to -45 dB (typ. -80 dB) <1 dB or 6°
300 kHz to 4 GHz at 10 Hz IF bandwidth for +10 dB to +3 dB <1 dB or 6° for +3 dB to -5 dB <0.2 dB or 1° for -5 dB to -60 dB (passive) <0.05 dB or 0.4° 1) for -5 dB to -60 dB (active) <0.2 dB or 1° for +3 dB to -40 dB typ. <0.025 dB for -60 dB to -70 dB <0.2 dB or 1° for -70 dB to -80 dB (ZVRE) <1 dB or 6° for -70 dB to -85 dB (ZVR) <1 dB or 6°
Incertezza sui parametri di riflessione
20 kHz to 4 GHz (passive SWR bridges), 300 kHz to 4 GHz (active SWR bridges) for +10 dB to +3 dB <1 dB or 6° for +3 dB to -15 dB <0.4 dB + 0.04 dB·f/GHz, <3° + 0.4°·f/GHz for -15 dB to -25 dB <1 dB or 6° for -25 dB to -35 dB <3 dB or 20°

In generale, la valutazione delle incertezze tipo $u(p_i)$ dei parametri p_1, \dots, p_m è stata fatta in base alle relative incertezze riportate nei manuali di uso degli strumenti impiegati. Sia per l'analizzatore di reti che per l'impedenziometro, dai costruttori vengono indicate delle fasce di incertezza dei relativi parametri, senza aggiungere altre informazioni. Di conseguenza è stata ipotizzata sempre una distribuzione uniforme per la stima dell'incertezza relativa al parametro p -esimo. Quindi detta U_i la semi-ampiezza della fascia di incertezza

dichiarata dal costruttore corrispondente al parametro p_i , il valore corrispondente dell'incertezza tipo $u(p_i)$ è stato preso pari a:

$$u(p_i) = \frac{U_i}{\sqrt{3}} \quad (7.39)$$

Per l'impedenziometro vettoriale (HP4391A) sono state individuate le semi-ampiezze delle fasce di incertezza, sul modulo e sulla fase dei valori misurati, come riportato nella Tabella 7.4-3, Tabella 7.4-4, Tabella 7.4-5 e Tabella 7.4-6.

Per l'analizzatore vettoriale di reti (Rohde&Schwarz tipo ZVRE) riportiamo le specifiche del costruttore sull'incertezza di misura in Tabella 7.6-1, utilizzate per la valutazione dell'incertezza tipo associata ai parametri misurati.

I risultati ottenuti dall'elaborazione della (7.37) relativi alla valutazione dell'incertezza tipo $u(A_{CMP})$ del fattore di attenuazione del campione sono rappresentati in Fig. 7.6-1. Si nota che il contributo dell'incertezza tipo dell'adattatore BNC – spina schuco $u(ada)$ inizia a influire sull'andamento complessivo da circa 10 MHz in poi. Complessivamente si può dire che l'incertezza tipo $u(A_{CMP})$ del fattore medio di attenuazione del campione è inferiore a circa 0,2 dB su tutta la banda di funzionamento. Quindi dalla relazione (7.33) si ottiene un'incertezza tipo $u_x = 0,63$ dB sul valore pre-assegnato X_D , che comportano un valore di incertezza estesa U_x secondo la relazione (7.34):

$$U_x = 2u_x = 1,3 \text{ dB}$$

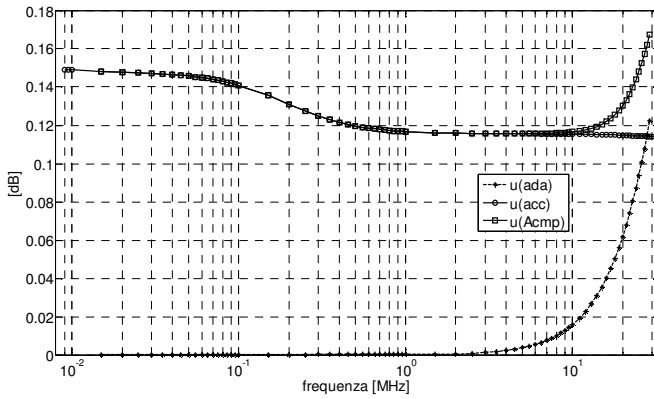


Fig. 7.6-1: Andamento dei valori dei contributi dell'incertezza tipo del fattore medio di attenuazione del campione $u(A_{cmp})$. $u(acc)$ riferito alla rete di accoppiamento. $u(ada)$ all'adattatore BNC - spina schuko.

8. Conclusioni

I confronti interlaboratorio devono essere eseguiti utilizzando un artefatto la cui instabilità sia trascurabile rispetto alla dispersione dei risultati di misura forniti dai laboratori.

Sono state svolte due prove valutative di emissione radiata, la prima ha riguardato le emissioni in camera anecoica, la seconda ha riguardato emissioni in ambienti misti, camere anecoiche e semi-anecoiche. La dispersione dei risultati di misura osservata in queste prove, rientra complessivamente in una fascia da 0,7 a 2,3 dB (1σ), da confrontare con l'instabilità dell'ampiezza delle armoniche prodotte dal generatore di pettine, che viene valutata in 0,1 dB (1σ). Oltre ad essere stabile, il campione itinerante utilizzato in queste prove valutative, è anche tarato. Questo ha permesso di dare risposta immediata ai laboratori partecipanti, senza aspettare la conclusione dell'intera prova valutativa. Inoltre, avere a disposizione il valore di riferimento noto a-priori tramite taratura della grandezza in esame, ha permesso di valutare, con lo stesso confronto interlaboratorio, le prestazioni di partecipanti appartenenti anche a piccoli gruppi (meno di 5 componenti), non omogenei per tipologia di prova (misure radiate in camera anecoica / semi-anecoica a 3 m o 10 m di distanza) che altrimenti andavano scartati. Inoltre, in caso di compatibilità tra i risultati di misura ed i valori di taratura, si conferma che il laboratorio di prova è in grado di produrre risultati di misure riferibili. In aggiunta, la disponibilità del valore di riferimento noto a-priori da modo di identificare possibili polarizzazioni dei risultati dovuti al metodo e/o alla strumentazione, il che non potrebbe essere possibile solo con l'analisi statistica dei dati di misura.

Nelle prove valutative descritte, il valore di taratura del campo elettrico emesso dai campioni itineranti è risultato compatibile con la media robusta dei risultati di misura dei laboratori. Questo conferma la capacità tecnica del coordinatore di condurre la prova valutativa e quindi si rafforza anche la fiducia dei partecipanti rispetto ai risultati ottenuti.

L'esperienza così acquisita ci ha consentito di progettare e realizzare, per imminenti prove valutative di emissione radiata da 30 MHz a 6000 MHz, un campione itinerante di campo elettromagnetico, con valore di riferimento noto a-priori e compatto (diametro 10 cm altezza 10 cm), costituito da una biconica contenente al suo interno il generatore di impulsi e la batteria di alimentazione.

L'interesse di estendere i confronti interlaboratorio anche a misure di emissioni condotte, unito alla richiesta da parte dei laboratori partecipanti alle prove valutative da noi svolte, ci ha portato alla progettazione e realizzazione di due campioni itineranti di disturbi condotti, con valore di riferimento pre-assegnato, da adoperare nelle prossime prove valutative, nella gamma di frequenza da 9 kHz a 30 MHz.

I confronti interlaboratorio sono uno strumento potente per valutare la capacità di un laboratorio di fornire risultati affidabili. Difetti di una determinata catena di misura di un laboratorio di prova, possono essere rilevati tramite il confronto con risultati di misura ottenuti da altri laboratori che usano catene di misura simili. È molto meno probabile che un problema di questo tipo possa essere scoperto attraverso un controllo documentale. Anche la combinazione di verifiche periodiche della ripetibilità di misura e la taratura periodica degli strumenti di misura non fornisce conferma diretta del corretto funzionamento della catena di misura, in particolare quando questa è molto complessa e l'esperienza e la formazione dell'operatore può influire significativamente sul risultato della misura. Questi concetti sono generali. Essi si applicano a qualsiasi settore di prova, in particolare, alle prove di compatibilità elettromagnetica, dove l'organizzazione e la partecipazione a confronti interlaboratorio devono essere promossi.

9. Appendici

A. Risultati prova valutativa FAR 200 – 3000 MHz

Tabella A-1: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #1

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	72,8	2,4	0,4	0,3	0,5	0,3
560	73,4	2,4	0,6	0,5	0,4	0,4
1100	73,9	2,6	0,1	0,1	0,1	0,1
2200	64,9	2,6	0,6	0,4	0,2	0,1
2900	56,7	2,6	-0,3	-0,2	-0,6	-0,3

Tabella A-2: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #2

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	73,3	2,4	0,9	0,7	1,0	0,7
560	72,4	2,4	-0,4	-0,3	-0,6	-0,7
1100	74,5	2,6	0,7	0,5	0,7	0,7
2200	64,6	2,6	0,3	0,2	-0,2	-0,1
2900	57,6	2,6	0,6	0,4	0,3	0,1

Tabella A-3: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #3

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	72,2	5,0	-0,2	-0,1	-0,1	0,0
560	73,6	5,0	0,9	0,3	0,6	0,7
1100	73,4	4,9	-0,3	-0,1	-0,4	-0,4
2200	67,7	4,9	3,3	1,3	2,9	2,0
2900	64,9	4,9	7,8	<u>3,2</u>	7,6	<u>3,6</u>

Tabella A-4: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #4

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	70,7	4,2	-1,7	-0,8	-1,6	-1,1
560	72,4	3,3	-0,4	-0,2	-0,6	-0,7
1100	73,8	2,7	0,0	0,0	0,0	0,0
2200	61,8	3,2	-2,5	-1,5	-3,0	-2,0
2900	55,1	3,2	-1,9	-1,2	-2,2	-1,1

Tabella A-5: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #5

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	72,4	4,2	0,0	0,0	0,1	0,1
560	72,9	4,1	0,1	0,1	-0,1	-0,1
1100	73,3	3,6	-0,5	-0,3	-0,5	-0,5
2200	62,4	4,0	-1,9	-0,9	-2,4	-1,6
2900	55,9	2,6	-1,1	-0,8	-1,4	-0,7

Tabella A-6: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #6

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	71,7	5,0	-0,7	-0,3	-0,6	-0,4
560	72,6	5,0	-0,2	-0,1	-0,4	-0,4
1100	74,5	5,0	0,7	0,3	0,7	0,7
2200	63,7	5,0	-0,6	-0,3	-1,1	-0,7
2900	57,3	5,0	0,3	0,1	0,0	0,0

Tabella A-7: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #7

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	74,2	4,4	1,8	0,8	1,9	1,3
560	73,1	4,5	0,3	0,1	0,1	0,1
1100	73,8	4,4	0,0	0,0	0,0	0,0
2200	65,0	4,1	0,7	0,3	0,3	0,2
2900	--	--	--	--	--	--

Tabella A-8: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #8

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	73,1	4,9	0,7	0,3	0,8	0,5
560	73,0	4,3	0,2	0,1	0,0	0,0
1100	73,8	4,2	0,0	0,0	0,0	0,0
2200	63,8	4,0	-0,5	-0,3	-1,0	-0,6
2900	57,0	4,0	0,0	0,0	-0,3	-0,1

Tabella A-9: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #9

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	71,8	6,3	-0,6	-0,2	-0,5	-0,3
560	73,8	6,3	1,0	0,3	0,8	0,9
1100	74,5	5,8	0,7	0,3	0,7	0,7
2200	64,8	5,8	0,5	0,2	0,0	0,0
2900	58,6	5,8	1,6	0,5	1,3	0,6

Tabella A-10: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #10

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	73,6	6,7	1,2	0,4	1,3	0,9
560	74,7	6,7	1,9	0,6	1,7	1,9
1100	76,2	5,8	2,4	0,8	2,4	2,5
2200	67,7	5,8	3,4	1,1	3,0	2,0
2900	64,0	5,8	7,0	2,4	6,7	<u>3,2</u>

Tabella A-11: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 - 3000 MHz, Laboratorio #11

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	70,5	4,6	-1,9	-0,8	-1,8	-1,2
560	71,9	4,6	-0,9	-0,4	-1,1	-1,2
1100	73,7	4,1	-0,1	0,0	-0,1	-0,1
2200	63,9	4,1	-0,4	-0,2	-0,9	-0,6
2900	56,7	4,1	-0,3	-0,2	-0,6	-0,3

Tabella A-12: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #12

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	73,3	3,1	0,9	0,6	1,0	0,7
560	73,6	3,1	0,8	0,5	0,6	0,7
1100	74,5	2,8	0,7	0,5	0,7	0,7
2200	64,7	2,8	0,4	0,2	0,0	0,0
2900	56,5	2,8	-0,5	-0,4	-0,8	-0,4

Tabella A-13: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #13

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	70,7	4,8	-1,7	-0,7	-1,6	-1,1
560	71,5	4,8	-1,3	-0,5	-1,5	-1,7
1100	52,0	4,7	-21,8	-9,1	-21,8	-22,6
2200	58,1	4,7	-6,2	-2,6	-6,7	-4,5
2900	49,3	4,7	-7,7	-3,2	-8,0	-3,9

Tabella A-14: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #14

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	72,7	2,7	0,3	0,2	0,4	0,3
560	71,7	2,7	-1,1	-0,8	-1,3	-1,5
1100	71,7	3,4	-2,1	-1,2	-2,1	-2,2
2200	67,7	3,4	3,4	1,9	3,0	2,0
2900	68,1	3,4	11,1	6,3	10,8	5,2

Tabella A-15: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #15

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	71,6	2,3	-0,8	-0,6	-0,7	-0,5
560	72,7	1,3	-0,1	-0,1	-0,3	-0,3
1100	74,0	1,3	0,2	0,3	0,2	0,2
2200	65,4	1,3	1,1	1,3	0,7	0,4
2900	58,7	2,0	1,7	1,5	1,4	0,7

Tabella A-16: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #16

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	69,1	2,4	-3,3	-2,6	-3,2	-2,2
560	73,0	1,4	0,2	0,3	0,0	0,0
1100	74,4	1,3	0,6	0,8	0,6	0,6
2200	65,8	1,3	1,5	1,9	1,1	0,7
2900	59,0	1,8	2,0	1,9	1,7	0,8

Tabella A-17: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #17

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	72,3	4,5	-0,1	0,0	0,0	0,0
560	74,1	4,5	1,3	0,6	1,1	1,2
1100	69,2	4,5	-4,6	-2,0	-4,6	-4,8
2200	65,7	4,5	1,4	0,6	1,0	0,6
2900	59,7	4,5	2,7	1,2	2,4	1,2

Tabella A-18: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #18

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	68,6	5,8	-3,8	-1,3	-3,7	-2,5
560	69,4	5,8	-3,4	-1,1	-3,6	-4,0
1100	71,4	7,2	-2,4	-0,7	-2,4	-2,5
2200	61,3	7,2	-3,0	-0,8	-3,5	-2,3
2900	52,7	7,2	-4,3	-1,2	-4,6	-2,2

Tabella A-19: Risultati di misura prova valutativa FAR 200 MHz – 3000 MHz, Laboratorio #19

f [MHz]	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
260	76,6	3,5	4,2	2,3	4,3	2,9
560	73,7	3,1	0,9	0,6	0,7	0,8
1100	--	--	--	--	--	--
2200	--	--	--	--	--	--
2900	--	--	--	--	--	--

pagina bianca

B. Risultati prova valutativa SAR/FAR 30 – 1000 MHz

Tabella B-1: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #1 (SAR 3 m)

<i>Arm.</i> #	x [dB(μV/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	39,3	4,8	-0,8	-0,3	-2,8	-1,2
4*	49,3	4,8	-2,8	-1,1	-1,4	-1,0
6*	58,7	4,8	-1,6	-0,6	-2,0	-1,5
8*	71,4	4,8	-0,4	-0,2	0,1	0,1
10*	73,3	4,8	-0,7	-0,3	-0,2	-0,1
20**	71,2	4,8	-3,9	-1,6	-2,9	<u>-4,1</u>
30**	73,6	4,8	-1,2	-0,5	-0,9	-1,3
40**	74,1	4,8	-1,0	-0,4	-0,3	-0,5
50**	74,4	4,8	-1,3	-0,5	-0,7	-0,6

Tabella B-2: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #2 (SAR 10 m)

<i>Arm.</i> #	x [dB(μV/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	33,8	4,8	1,1	0,4	-0,9	-0,4
4*	42,8	4,8	-3,2	-1,3	-1,8	-1,3
6*	58,7	4,8	3,3	1,3	2,8	2,1
8*	67,6	4,8	3,5	1,4	4,0	<u>4,4</u>
10*	69,6	4,8	4,9	2,0	5,4	2,8
20**	65,0	4,8	-2,4	-1,0	-1,4	-2,0
30**	67,3	4,8	-0,5	-0,2	-0,2	-0,3
40**	67,7	4,8	-0,5	-0,2	0,2	0,3
50**	67,6	4,8	-1,3	-0,5	-0,7	-0,6

NOTE:

- Antenna trasmittente a stilo.
- ** Antenna trasmittente log-periodica.

Tabella B-3: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #3 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	41,6	5,4	1,5	0,5	-0,5	-0,2
4*	51,3	5,4	-0,8	-0,3	0,6	0,5
6*	59,5	5,4	-0,8	-0,3	-1,2	-0,9
8*	72,0	5,4	0,2	0,1	0,7	0,8
10*	73,7	5,4	-0,3	-0,1	0,2	0,1
20**	74,1	4,4	-1,0	-0,4	0,0	0,0
30**	74,4	4,4	-0,4	-0,2	-0,1	-0,2
40**	74,2	4,4	-0,9	-0,4	-0,2	-0,3
50**	75,2	4,4	-0,5	-0,2	0,1	0,0

Tabella B-4: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #4 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	40,3	4,9	0,2	0,1	-1,8	-0,8
4*	51,0	4,9	-1,1	-0,4	0,3	0,2
6*	59,7	4,9	-0,6	-0,2	-1,0	-0,7
8*	70,8	4,9	-1,0	-0,4	-0,5	-0,5
10*	73,6	4,9	-0,4	-0,2	0,1	0,0
20**	73,9	4,7	-1,2	-0,5	-0,2	-0,2
30**	74,6	4,7	-0,2	-0,1	0,1	0,1
40**	74,5	4,7	-0,6	-0,3	0,1	0,1
50**	75,4	4,7	-0,3	-0,1	0,3	0,2

Tabella B-5: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #5 (SAR 10 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	34,7	3,8	2,0	1,0	0,0	0,0
4*	45,8	3,8	-0,2	-0,1	1,2	0,9
6*	55,8	3,8	0,4	0,2	0,0	0,0
8*	66,9	3,8	2,8	1,4	3,3	<u>3,6</u>
10*	65,5	3,8	0,8	0,4	1,3	0,7
20**	65,9	3,0	-1,5	-1,0	-0,5	-0,7
30**	66,9	3,0	-0,9	-0,6	-0,6	-0,9
40**	66,4	3,0	-1,8	-1,1	-1,1	-1,6
50**	67,6	3,0	-1,3	-0,8	-0,7	-0,6

Tabella B-6: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #6 (FAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	47,8	4,8	10,7	<u>4,3</u>	8,7	<u>3,8</u>
4*	48,8	4,8	-2,3	-0,9	-0,9	-0,7
6*	57,8	4,3	-3,1	-1,4	-3,5	-2,6
8*	68,9	4,3	-1,5	-0,7	-1,0	-1,1
10*	72,4	4,3	0,4	0,2	0,9	0,5
20**	71,7	4,5	-1,0	-0,4	0,0	0,0
30**	71,9	4,5	-0,8	-0,3	-0,5	-0,7
40**	73,0	4,5	-0,3	-0,1	0,4	0,7
50**	72,7	4,5	-1,2	-0,5	-0,6	-0,5

Tabella B-7: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #7 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	43,7	4,0	3,6	1,7	1,6	0,7
4*	51,4	4,0	-0,7	-0,3	0,7	0,5
6*	62,3	4,2	2,0	0,9	1,6	1,2
8*	68,6	4,2	-3,2	-1,5	-2,7	-2,9
10*	73,2	4,2	-0,8	-0,4	-0,3	-0,2
20**	74,5	3,6	-0,6	-0,3	0,4	0,6
30**	74,4	3,6	-0,4	-0,2	-0,1	-0,2
40**	74,8	3,6	-0,3	-0,2	0,4	0,6
50**	75,4	3,6	-0,3	-0,2	0,3	0,2

Tabella B-8: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #8 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	43,6	5,0	3,5	1,4	1,5	0,7
4*	51,6	5,0	-0,5	-0,2	0,9	0,7
6*	62,7	5,0	2,4	0,9	2,0	1,5
8*	70,8	5,0	-1,0	-0,4	-0,5	-0,5
10*	73,6	5,0	-0,4	-0,2	0,1	0,0
20**	74,2	6,2	-0,9	-0,3	0,1	0,2
30**	74,4	6,2	-0,4	-0,1	-0,1	-0,2
40**	74,2	6,2	-0,9	-0,3	-0,2	-0,3
50**	75,7	6,2	0,0	0,0	0,6	0,5

Tabella B-9: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #9 (FAR 3 m)

<i>Arm.</i> #	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
2*	41,9	4,9	4,8	1,9	2,8	1,2
4*	48,3	4,9	-2,8	-1,1	-1,4	-1,0
6*	63,0	4,9	2,1	0,8	1,7	1,2
8*	70,1	4,9	-0,3	-0,1	0,2	0,2
10*	71,3	4,9	-0,7	-0,3	-0,2	-0,1
20**	73,4	5,1	0,7	0,3	1,7	2,5
30**	73,2	5,1	0,5	0,2	0,8	1,1
40**	74,0	5,1	0,7	0,3	1,4	2,2
50**	74,6	5,1	0,7	0,3	1,3	1,1

Tabella B-10: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #10 (SAR 3 m)

<i>Arm.</i> #	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
2*	44,1	4,8	4,0	1,6	2,0	0,9
4*	51,4	4,8	-0,7	-0,3	0,7	0,5
6*	60,3	4,8	0,0	0,0	-0,4	-0,3
8*	71,9	4,8	0,1	0,0	0,6	0,7
10*	72,8	4,8	-1,2	-0,5	-0,7	-0,4
20**	74,0	4,8	-1,1	-0,4	-0,1	-0,1
30**	74,7	4,8	-0,1	0,0	0,2	0,2
40**	74,9	4,8	-0,2	-0,1	0,5	0,7
50**	76,4	4,8	0,7	0,3	1,3	1,1

Tabella B-11: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #11 (SAR 3 m)

<i>Arm.</i> #	x [dB(μ V/m)]	U_{lab} [dB]	$x - X$ [dB]	ζ	$x - x^*$ [dB]	z
2*	44,7	5,2	4,6	1,7	2,6	1,2
4*	55,3	5,2	3,2	1,2	4,6	3,4
6*	60,9	5,2	0,6	0,2	0,2	0,1
8*	71,5	5,2	-0,3	-0,1	0,2	0,2
10*	69,4	5,2	-4,6	-1,7	-4,1	-2,2
20**	73,8	6,5	-1,3	-0,4	-0,3	-0,4
30**	74,7	6,5	-0,1	0,0	0,2	0,2
40**	73,7	6,5	-1,4	-0,4	-0,7	-1,1
50**	75,0	6,5	-0,7	-0,2	-0,1	-0,1

Tabella B-12: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #12 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	41,4	4,0	1,3	0,6	-0,7	-0,3
4*	50,5	4,0	-1,6	-0,8	-0,2	-0,1
6*	60,0	4,0	-0,3	-0,1	-0,7	-0,5
8*	70,9	4,0	-0,9	-0,4	-0,4	-0,4
10*	71,0	4,0	-3,0	-1,4	-2,5	-1,3
20**	72,9	4,7	-2,2	-0,9	-1,2	-1,7
30**	73,3	4,7	-1,5	-0,6	-1,2	-1,7
40**	73,0	4,7	-2,1	-0,9	-1,4	-2,1
50**	74,0	4,7	-1,7	-0,7	-1,1	-1,0

Tabella B-13: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #13 (SAR 10 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	36,6	5,0	3,9	1,5	1,9	0,8
4*	45,7	5,0	-0,3	-0,1	1,1	0,8
6*	55,2	5,0	-0,2	-0,1	-0,6	-0,4
8*	60,9	5,0	-3,2	-1,2	-2,7	-2,9
10*	66,6	5,0	1,9	0,7	2,4	1,3
20**	66,7	5,2	-0,7	-0,3	0,3	0,5
30**	68,0	5,2	0,2	0,1	0,5	0,6
40**	66,6	5,2	-1,6	-0,6	-0,9	-1,4
50**	66,9	5,2	-2,0	-0,8	-1,4	-1,2

Tabella B-14: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #14 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	40,0	4,9	-0,1	0,0	-2,1	-0,9
4*	51,4	4,9	-0,7	-0,3	0,7	0,5
6*	61,4	4,9	1,1	0,4	0,7	0,5
8*	71,2	4,9	-0,6	-0,2	-0,1	-0,1
10*	75,0	4,9	1,0	0,4	1,5	0,8
20**	74,9	4,4	-0,2	-0,1	0,8	1,2
30**	75,7	4,4	0,9	0,4	1,2	1,6
40**	75,9	4,4	0,8	0,4	1,5	2,2
50**	76,7	4,4	1,0	0,4	1,6	1,3

Tabella B-15: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #15 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	41,3	4,9	1,2	0,5	-0,8	-0,3
4*	49,9	4,9	-2,2	-0,9	-0,8	-0,6
6*	61,1	4,9	0,8	0,3	0,4	0,3
8*	71,8	4,9	0,0	0,0	0,5	0,6
10*	74,1	4,9	0,1	0,0	0,6	0,3
20**	74,2	4,5	-0,9	-0,4	0,1	0,2
30**	74,8	4,5	0,0	0,0	0,3	0,4
40**	74,8	4,5	-0,3	-0,1	0,4	0,6
50**	75,8	4,5	0,1	0,0	0,7	0,6

Tabella B-16: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #16 (SAR 10 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	39,9	3,4	-0,2	-0,1	-2,2	-0,9
4*	50,7	3,4	-1,4	-0,8	0,0	0,0
6*	60,6	3,4	0,3	0,2	-0,1	-0,1
8*	71,7	3,4	-0,1	-0,1	0,4	0,5
10*	72,4	3,4	-1,6	-0,9	-1,1	-0,6
20**	74,8	3,2	-0,3	-0,2	0,7	1,0
30**	76,5	3,2	1,7	1,0	2,0	2,7
40**	74,3	3,2	-0,8	-0,5	-0,1	-0,2
50**	74,1	3,2	-1,6	-1,0	-1,0	-0,9

Tabella B-17: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #17 (FAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	38,9	4,4	1,8	0,8	-0,2	-0,1
4*	47,5	4,0	-3,6	-1,7	-2,2	-1,6
6*	61,8	4,4	0,9	0,4	0,5	0,4
8*	70,6	4,4	0,2	0,1	0,7	0,8
10*	69,6	4,4	-2,4	-1,0	-1,9	-1,0
20**	71,7	4,4	-1,0	-0,4	0,0	0,0
30**	72,4	4,4	-0,3	-0,1	0,0	0,0
40**	72,7	4,4	-0,6	-0,2	0,1	0,2
50**	74,3	4,0	0,4	0,2	1,0	0,9

Tabella B-18: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #18 (SAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	29,4	3,6	-10,7	<u>-5,6</u>	-12,7	<u>-5,5</u>
4*	42,8	3,6	-9,3	<u>-4,9</u>	-7,9	<u>-5,9</u>
6*	49,5	3,6	-10,8	<u>-5,6</u>	-11,2	<u>-8,2</u>
8*	61,8	3,6	-10,0	<u>-5,2</u>	-9,5	<u>-10,3</u>
10*	61,0	3,6	-13,0	<u>-6,8</u>	-12,5	<u>-6,6</u>
20**	56,4	2,9	-18,7	<u>-12,3</u>	-17,7	<u>-25,2</u>
30**	53,0	2,9	-21,8	<u>-14,3</u>	-21,5	<u>-30,1</u>
40**	49,9	2,9	-25,2	<u>-16,5</u>	-24,5	<u>-36,7</u>
50**	48,3	2,9	-27,4	<u>-18,0</u>	-26,8	<u>-23,0</u>

Tabella B-19: Risultati di misura prova valutativa SAR/FAR 30 MHz – 1000 MHz, Laboratorio #19 (FAR 3 m)

Arm. #	x [dB(μ V/m)]	U _{lab} [dB]	x – X [dB]	ζ	x – x* [dB]	z
2*	38,1	4,5	1,0	0,4	-4,0	-1,7
4*	51,0	4,5	-0,1	0,0	0,3	0,2
6*	62,1	4,5	1,2	0,5	1,4	1,0
8*	69,5	4,5	-0,9	-0,4	-1,8	-1,9
10*	74,1	4,5	2,1	0,9	0,6	0,3
20**	73,7	5,0	1,0	0,4	-0,4	-0,5
30**	73,1	5,0	0,4	0,2	-1,4	-2,0
40**	73,1	5,0	-0,2	-0,1	-1,3	-1,9
50**	74,7	5,0	0,8	0,3	-0,4	-0,4

NOTE:

• Antenna trasmittente a stilo.

** Antenna trasmittente log-periodica.

pagina bianca

C. Test Chi-Quadro per la bontà dell'adattamento

Il test del Chi-Quadro (χ^2) per la verifica della bontà di adattamento è un test di significatività che si usa quando i dati sono forniti sotto forma di conteggi di frequenza. Esso confronta le frequenze osservate, O_k , di un'indagine con quelle attese, E_k , che in questo caso si riferiscono a quelle di una distribuzione normale, per verificare se esse siano significativamente differenti [44].

Si definisce χ^2 come:

$$\chi^2 = \sum_{k=1}^l \frac{(O_k - E_k)^2}{E_k} \quad (12.1)$$

dove l rappresenta il numero delle classi dell'istogramma delle frequenze dei dati (\cdot).

Sia ν il numero di gradi di libertà, definito come la differenza fra il numero delle classi l ed il numero dei vincoli $c=3$, nel caso in interesse di una ipotetica distribuzione gaussiana, secondo la relazione (12.2).

$$\nu = l - c \quad (12.2)$$

Definendo $\tilde{\chi}^2$ ridotto come:

$$\tilde{\chi}^2 = \frac{\chi^2}{\nu} \quad (12.3)$$

Si assume che la distribuzione ipotizzata è corretta se $\tilde{\chi}^2 \approx 1$, altrimenti se $\tilde{\chi}^2 \gg 1$ l'ipotesi iniziale non è accettabile. Quindi, detto $\tilde{\chi}_0^2$ il valore del chi-quadro ridotto dato dall'esperimento, viene valutata la probabilità $Pr ob_{\nu}(\tilde{\chi}^2 \geq \tilde{\chi}_0^2)$, ipotizzata la distribuzione di partenza, tramite la relazione (12.4).

$$\text{Prob}_\nu \left(\tilde{\chi}^2 \geq \tilde{\chi}_0^2 \right) = \frac{2}{2^{\nu/2} \Gamma(\nu/2)} \int_{\tilde{\chi}_0}^{\infty} x^{\nu-1} e^{-x^2/2} dx \quad (12.4)$$

Se la probabilità $\text{Prob}_\nu \left(\tilde{\chi}^2 \geq \tilde{\chi}_0^2 \right)$ è piccola (tipicamente $< 5\%$) l'ipotesi iniziale viene scartata, altrimenti accettata. Il test appena descritto è significativo se la numerosità del campione n è superiore a 20.

Il Test Chi-Quadro è stato applicato per la stima della dispersione degli scarti ΔG_{s1} , ΔG_{s2} e ΔG_{s3} delle simulazioni elettromagnetiche sulla valutazione del guadagno, in spazio libero, dell'antenna SCHWARZBECK Mess-Elektronik, VUSLP modello 9111B, rispetto ai valori di taratura, in riferimento alla valutazione dell'incertezza di simulazione u_s per la prova valutativa FAR 200 - 3000 MHz (vedi §0 e Tabella 4.2.4-1). Fissata la numerosità del campione $n=81$, ed il numero delle classi $l=6$ ($\nu = 3$), sono stati ottenuti i risultati riportati nella Tabella C-1.

Tabella C-1: Numero di osservazioni Test Chi-Quadro utilizzato per la valutazione dell'incertezza di simulazione relativamente alla prova valutativa FAR 200 MHz - 3000 MHz (§0).

Numero della classe i	Osservazioni ottenute O_k	Osservazioni attese E_k
1	2	5.2
2	16	12.9
3	25	22.3
4	22	22.9
5	13	12.9
6	3	5.2

Tabella C-2: Risultati del Test Chi-Quadro utilizzato per la valutazione dell'incertezza di simulazione relativamente alla prova valutativa FAR 200 MHz - 3000 MHz (§5.1.1.4).

$\tilde{\chi}_0^2$ eq. (12.3)	$\text{Prob}_3 \left(\tilde{\chi}^2 \geq \tilde{\chi}_0^2 \right)$ eq. (12.4) e [45]
1.34	0.72

Una simile valutazione è stata condotta per la valutazione dell’incertezza associata alla simulazione SAR 200 - 1000 MHz (§5.3.2). In questo caso si è considerato un numero dei campioni $n=45$ ed un numero delle classi $l=6$ ($\nu = 3$), ottenendo i risultati riportati in Tabella C-3 e in Tabella C-4.

Tabella C-3: Numero di osservazioni Test Chi-Quadro utilizzato per la valutazione dell’incertezza di simulazione relativamente alla prova valutativa SAR/FAR 30 MHz - 1000 MHz (§5.3.2).

Numero della classe i	Osservazioni ottenute O_k	Osservazioni attese E_k
1	4	5.8
2	8	7.1
3	8	9.6
4	11	9.6
5	10	7.1
6	4	5.8

Tabella C-4: Risultati del Test Chi-Quadro utilizzato per la valutazione dell’incertezza di simulazione relativamente alla prova valutativa SAR/FAR 30 MHz - 1000 MHz (§5.3.2).

$\tilde{\chi}_0^2$ eq. (12.3)	$Prob_3\left(\tilde{\chi}^2 \geq \tilde{\chi}_0^2\right)$ eq. (12.4) e [45]
0.99	0.80

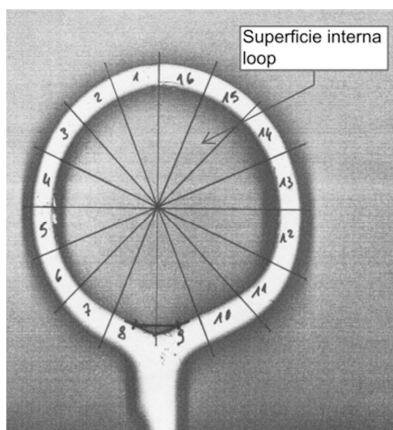
pagina bianca

D. Geometria sensore di campo magnetico Philips EMC TOOLS

Il sensore di campo magnetico (loop) utilizzato per stimare l'incertezza tipo di simulazione u_S , tramite la misura della perdita di inserzione IL_M in raffronto a quella prevista simulazione elettromagnetica IL_C come descritto nel § 0, è riportato in Fig. D-1.



a)



b)

Fig. D-1: a) Sensore di campo magnetico (Philips, EMC TOOLS). b) Particolare fotocopia del loop, immagine utilizzata per la stima di A_e (non in scala).

Nella simulazione elettromagnetica condotta per il calcolo di IL_C , il sensore a loop è stato considerato di forma perfettamente toroidale, avente la superficie interna A_e (vedi Fig. D-2-b) equivalente a quella effettiva del sensore impiegato (vedi Fig. D-1).

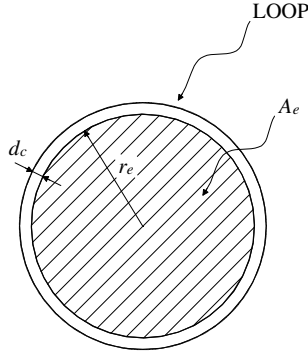


Fig. D-2: Geometria loop di simulazione

Per misurare la superficie irregolare interna effettiva del sensore, è stata fatta una fotocopia del loop con un fattore di scala 2:1. L'immagine così ottenuta è stata suddivisa in 17 triangoli (vedi Fig. D-2-b), che approssimano la superficie di partenza. È stata valutata la superficie A_i dell' i -esimo triangolo tramite la misura dei tre lati a_i, b_i, c_i applicando il teorema di Erone come indicato dalla (13.1), dove p_i è il perimetro del triangolo considerato.

$$A_i = \sqrt{\frac{p_i}{2} \left(\frac{p_i}{2} - a_i \right) \left(\frac{p_i}{2} - b_i \right) \left(\frac{p_i}{2} - c_i \right)} \quad (13.1)$$

Nella Tabella D-1 sono riportati i calcoli delle superfici A_i , dalle quali si ricava il valore della superficie complessiva A_e secondo la (13.2), dove il fattore 4 a dividere tiene conto del fattore di ingrandimento 2:1 della Fig. D-2-b.

$$A_e = \frac{\sum_{i=1}^{17} A_i}{4} = 578 \text{ mm}^2 \quad (13.2)$$

Tabella D-1: Calcolo delle superfici tramite il teorema di Erone.

# triangolo	a_i [mm]	b_i [mm]	c_i [mm]	p_i [mm]	$p_i/2$ [mm]	A_i [mm ²]
1	10,0	28,0	29,0	67,0	33,5	139,6
2	10,0	26,5	28,0	64,5	32,3	132,4
3	10,0	25,0	26,5	61,5	30,8	124,9
4	11,5	25,0	25,0	61,5	30,8	139,9
5	10,0	25,5	25,0	60,5	30,3	123,6
6	10,0	26,5	25,5	62,0	31,0	126,9
7	10,0	27,0	26,5	63,5	31,8	131,2
8	10,0	28,0	27,0	65,0	32,5	134,5
9	10,0	27,5	28,0	65,5	32,8	136,3
10	10,5	29,0	27,5	67,0	33,5	144,2
11	11,0	29,5	29,0	69,5	34,8	157,8
12	13,0	28,5	29,5	71,0	35,5	183,2
13	12,0	28,5	28,5	69,0	34,5	167,2
14	11,0	29,0	28,5	68,5	34,3	155,0
15	11,0	29,0	29,0	69,0	34,5	156,6
16	10,5	29,0	29,0	68,5	34,3	149,7
17	10,5	5,5	5,5	21,5	10,8	8,6
TOTALE [mm ²]						2312

Dalla (13.2) si ricava il raggio equivalente r_e secondo la (13.3).

$$r_e = \sqrt{\frac{A_e}{\pi}} = 13,6 \text{ mm} \quad (13.3)$$

Per la valutazione del diametro medio d_c del conduttore del loop toroidale è stata fatta la media di 16 misure del diametro del conduttore del loop Philips EMC TOOLS, eseguite tramite un calibro ventesimale. Il risultato ottenuto è stato 3,2 mm. A questo valore è stato tolto lo spessore di 0,25 mm di guaina isolante, ottenendo un diametro medio del conduttore $d_c = 2,7$ mm.

pagina bianca

E. Sensore di campo magnetico a loop con doppia porta

Il sensore auto-costruito di campo magnetico del tipo a loop con taglio centrale, ha dimensioni di circa 70x70 mm, lunghezza complessiva di circa 60 cm (vedi Fig. E-1). Le dimensioni del loop sono state scelte come compromesso fra la sensibilità alle basse frequenze (loop grande) e massima frequenza di impiego (loop piccolo), perché questo tipo di sensore tende a risuonare a quella frequenza per cui la lunghezza del perimetro del loop è all'incirca pari mezz'onda elettrica, che in questo caso corrisponde ad una frequenza di circa 500 MHz.

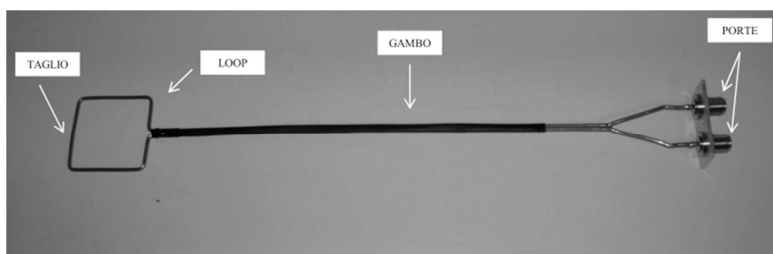


Fig. E-1: Sensore di campo magnetico a due porte.

Per la costruzione è stato impiegato con un cavo coassiale semirigido tipo RG402, avente un'impedenza caratteristica di $50\ \Omega$ ed un diametro esterno nominale di 3,6 mm. La scelta di utilizzare un cavo coassiale semirigido ha permesso di rendere la struttura autoportante, pur mantenendo al contempo un diametro del conduttore piccolo rispetto alle dimensioni del loop. Per la formatura del loop è stata impiegata una piegatrice, anch'essa auto-costruita, in modo da poter realizzare tutte le curve dello sviluppo del cavo coassiale nominalmente uguali, a favore della simmetria della struttura. Al centro del lato opposto al gambo del loop è stato praticato un taglio sullo schermo per tutta la sua circonferenza.

Si è posta estrema cura nel realizzare l'antenna più simmetricamente possibile rispetto al piano contenente il taglio ed il gambo del sensore. La simmetria, per un'antenna del genere, è la chiave per ridurre il più possibile le correnti di modo comune, che si creano soprattutto per lo sbilanciamento dell'accoppiamento elettrico fra il dispositivo sotto test e l'intero loop. La configurazione del loop

simmetrico a taglio centrale permette di minimizzare lo sbilanciamento delle correnti sulla struttura e quindi ridurre al minimo la corrente di modo comune, come riportato in [38]. La presenza della corrente di modo comune è fonte di incertezza di misura, in particolar modo alle frequenze nell'ordine delle decine di megahertz in cui il segnale intenzionale da misurare (la componente differenziale della corrente del loop) è normalmente di livello molto basso rispetto a quello che succede a frequenze dell'ordine del centinaio di megahertz.

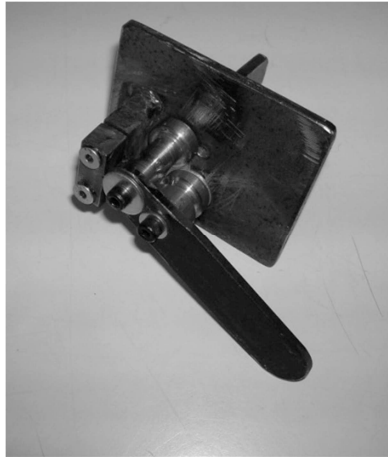


Fig. E-2: Piegatrice per formatura loop.

Se la frequenza del campo magnetico è sufficientemente alta (decine di kilohertz), tale che la profondità di penetrazione del materiale dello schermo del cavo coassiale (rame) sia piccola rispetto al suo spessore, in questa situazione (vedi particolare della Fig. E-4) si vengono a determinare, per la corrente sullo schermo, due possibili cammini: uno interno (corrente I_{Si}) ed uno esterno ad esso (corrente I_{Se}). La corrente interna I_{Si} dello schermo è uguale alla corrente dell'anima I_A , quindi è come se i due carichi di terminazione delle porte ($R_0 = 50 \Omega$) fossero virtualmente riportati, in serie, in corrispondenza del taglio. Il campo magnetico che investe il sensore (induzione magnetica B) induce una corrente I_{Se} sulla pelle esterna del cavo coassiale, che in prossimità del taglio, coincide preticamente con la corrente I_{Si} (vedi particolare della Fig. E-4). In queste condizioni la corrente dell'anima al taglio I_A

coincide sostanzialmente con la corrente al taglio I_{Se} esterna allo schermo [39]. Se la lunghezza dello sviluppo del loop è piccola rispetto alla lunghezza d'onda del segnale, la distribuzione di corrente sul loop è praticamente uniforme. Alimentando il loop come indicato in Fig. E-5, il funzionamento che otteniamo è speculare rispetto a quello in ricezione rappresentato in Fig. E-4. In trasmissione quindi il loop viene a trovarsi alimentato con il generatore V_g avente un'impedenza serie pari a $2R_0$.

Per valutare il grado di sbilanciamento della struttura, si è alimentato il loop con il tracking generator dell'analizzatore di spettro Advantest R3162, misurando la corrente sul gambo³⁴ (vedi Fig. E-6) rispetto a quella intenzionale sul loop (Fig. E-7). I risultati sono riportati in Fig. E-3, dove si nota che esiste una reiezione di almeno circa 40 dB fra la corrente intenzionale (LOOP) e quella di modo comune (GAMBO) imputabile allo sbilanciamento della struttura.

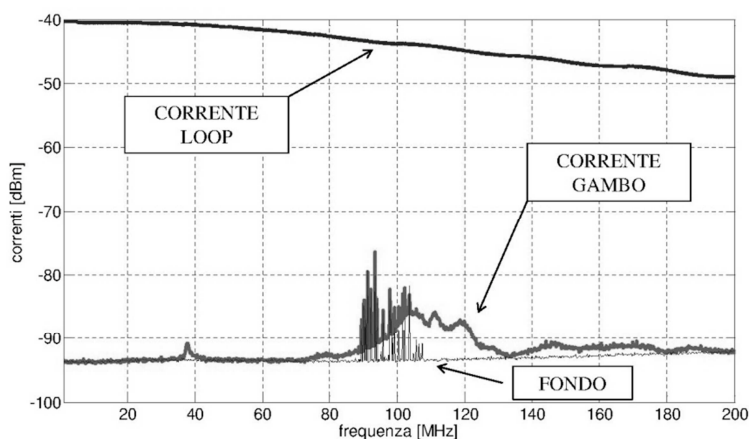


Fig. E-3: Correnti sensore magnetico loop.

³⁴ Per la misura della corrente è stata impiegata la sonda EATON modello 91550-5L, frequenza massima di impiego 200 MHz.

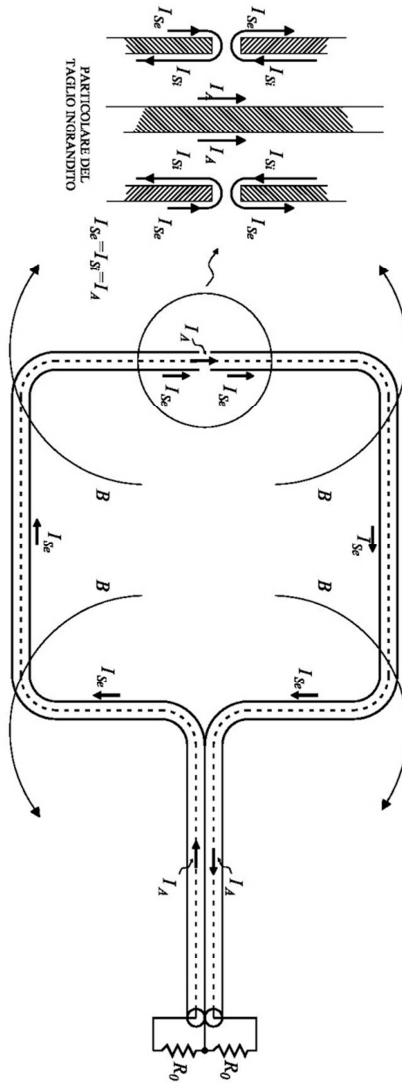


Fig. E-4: Schema di funzionamento in ricezione del sensore di campo magnetico a loop con taglio centrale e doppia porta.

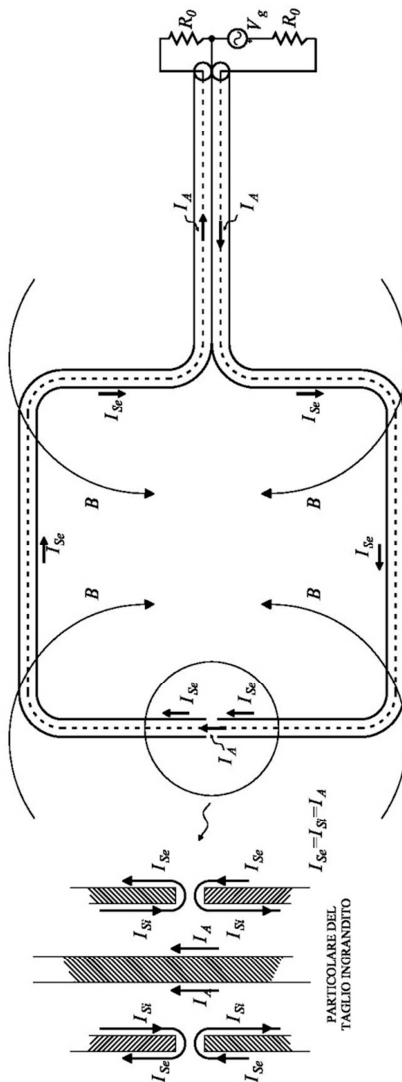


Fig. E-5: Schema di funzionamento in trasmissione del sensore di campo magnetico a loop con taglio centrale e doppia porta.

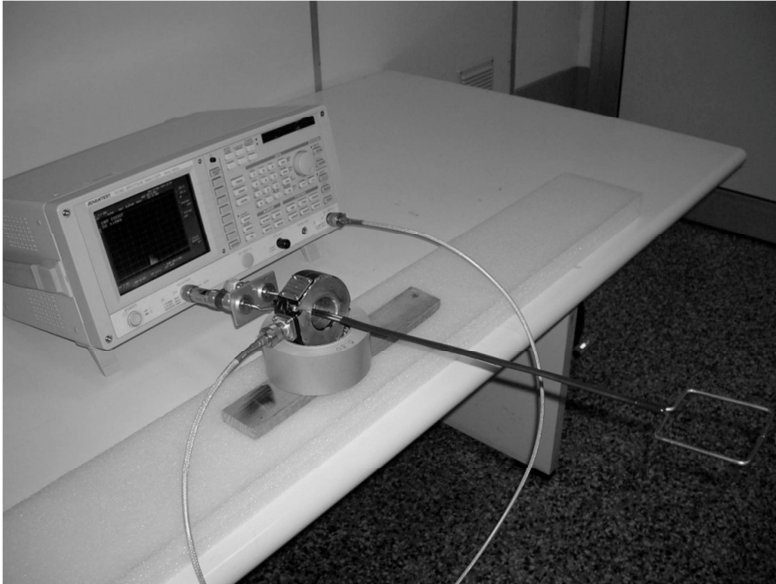


Fig. E-6: Rilievo corrente di sbilanciamento del loop.

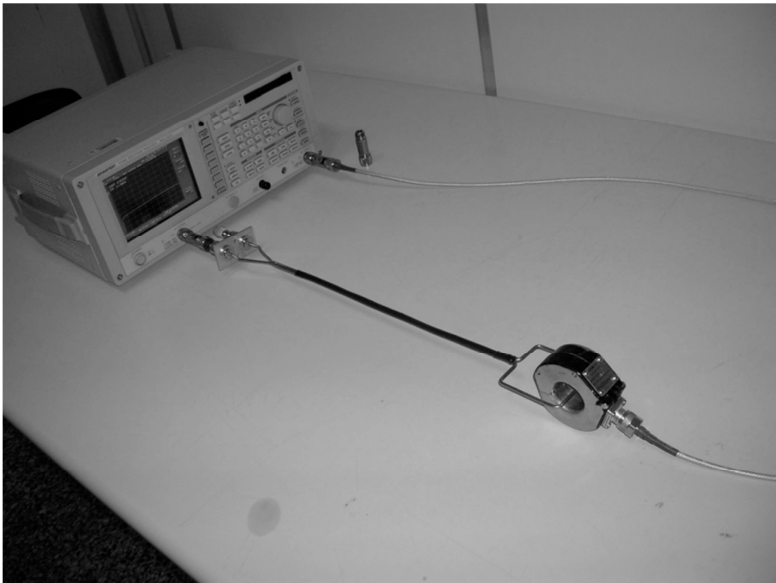


Fig. E-7: Rilievo della corrente intenzionale del loop.

F. Risultati delle misure di campo elettrico della biconica compatta

Nelle seguenti tabelle si riportano i risultati delle misure di campo elettrico della biconica compatta, alla distanza di 3 m, svolte nella camera anecoica dell'INRiM, come descritto nel §6.4.2-i).

Tabella F-1: Risultati della misura del campo elettrico emesso dalla biconica compatta nella gamma da 350 a 1000 MHz, alla distanza di 3 m, in camera anecoica.

f [MHz]	CAMPO ELETTRICO [dB(μ V/m)]					
	#1	#2	#3	E^{MS}	X_{3m}^{FAR}	ΔE [dB]
	PV	PV	PV			
350	75,5	75,5		75,5	75,6	-0,1
400	76,2	76,4		76,3	76,4	-0,1
450	80,9	80,9		80,9	80,3	0,6
500	80,5	80,1	79,1	79,9	79,7	0,2
550	83,6	83,0	82,2	82,9	82,6	0,3
600	81,4	81,2	80,5	81,0	81,4	-0,4
650	82,9	82,8	81,5	82,4	83,1	-0,7
700	82,0	81,6	80,4	81,3	81,7	-0,4
750	81,6	82,4	81,0	81,7	82,6	-0,9
800	80,2	80,6	79,8	80,2	81,0	-0,8
850	80,1	80,9	80,3	80,4	81,5	-1,1
900	78,8	79,5	78,5	78,9	80,1	-1,2
950	79,4	80,0	78,9	79,4	80,3	-0,9
1000	79,9	79,0	78,1	79,0	79,6	-0,6

Tabella F-2: Risultati della misura del campo elettrico emesso dalla biconica compatta nella gamma da 1000 a 3000 MHz, alla distanza di 3 m, in camera anecoica.

f [MHz]	CAMPO ELETTRICO [dB(μ V/m)]								ΔE [dB]
	#2		#3		#4		E_{MIS}^{FAR}	E_{SIM}^{FAR}	
	PV	PO	PV	PO	PV	PO			
1050	79,1	79,1	78,8	78,9	79,2	79,1	79,0	79,6	-0,5
1100	79,4	79,5	78,5	78,6	79,9	80,1	79,3	79,8	-0,5
1150	78,8	79,3	76,4	76,8	81,2	81,7	79,0	79,3	-0,3
1200	79,3	78,8	78,9	78,7	79,7	79,5	79,2	80,1	-0,9
1250	78,2	79,1	78,2	78,7	78,3	79,2	78,6	79,4	-0,8
1300	79,2	79,9	77,7	78,7	80,9	81,1	79,6	80,1	-0,6
1350	78,4	78,4	76,8	76,8	79,8	79,5	78,3	79,4	-1,1
1400	78,6	79,4	78,5	78,6	78,9	80,0	79,0	79,8	-0,9
1450	78,6	79,2	77,1	78,1	79,3	79,7	78,7	79,3	-0,6
1500	78,8	77,7	77,5	77,2	80,3	79,4	78,5	79,3	-0,8
1550	78,3	79,3	78,0	78,1	79,5	80,4	78,9	79,0	-0,1
1600	78,2	78,6	77,1	77,7	78,9	80,2	78,4	78,7	-0,2
1650	78,5	78,5	77,3	78,0	79,6	79,5	78,5	78,6	0,0
1700	78,0	78,2	77,2	77,2	79,1	79,1	78,1	78,1	0,1
1750	77,3	77,4	76,9	76,9	78,4	79,3	77,7	78,1	-0,4
1800	77,2	78,1	75,4	76,7	78,2	79,2	77,5	77,5	0,0
1850	77,2	77,6	76,0	76,3	78,4	78,0	77,3	77,5	-0,3
1900	75,4	76,8	75,6	76,4	76,6	77,8	76,4	77,0	-0,6
1950	75,7	76,3	74,9	75,7	76,3	77,0	76,0	76,9	-0,9
2000	76,0	76,3	74,5	74,7	77,6	77,5	76,1	76,5	-0,4
2050	75,7	76,6	74,5	74,5	77,6	77,7	76,1	76,3	-0,2
2100	75,5	73,5	75,0	74,6	76,3	75,3	75,0	76,3	-1,3
2150	75,6	74,2	75,1	74,2	76,6	75,6	75,2	75,9	-0,7
2200	76,0	77,6	75,0	74,5	78,4	79,1	76,8	76,0	0,7
2250	75,9	74,3	75,0	74,0	77,7	76,2	75,5	75,7	-0,2
2300	76,4	74,4	75,4	74,5	77,5	75,8	75,7	76,0	-0,3
2350	76,1	77,1	75,4	75,4	77,6	78,6	76,7	75,8	0,8
2400	76,5	76,3	75,4	74,8	77,9	76,7	76,3	76,1	0,2
2450	76,4	74,7	75,2	74,3	78,0	76,8	75,9	76,1	-0,2
2500	76,5	77,3	75,0	75,7	77,2	78,4	76,7	76,2	0,5
2550	76,6	77,5	75,1	75,3	77,4	77,4	76,5	76,3	0,2
2600	76,2	76,9	74,6	75,0	77,7	77,5	76,3	76,3	0,1
2650	76,0	75,3	75,1	75,3	77,1	77,3	76,0	76,4	-0,4
2700	75,9	76,8	74,6	74,8	77,0	77,4	76,1	76,2	-0,1
2750	75,6	76,0	74,7	75,0	77,7	76,9	76,0	76,3	-0,4
2800	75,3	74,5	74,9	74,5	77,2	77,1	75,6	76,1	-0,6
2850	75,8	75,4	75,0	74,4	77,1	77,0	75,8	76,1	-0,3
2900	75,4	75,0	74,4	74,0	77,6	76,7	75,5	76,0	-0,5
2950	75,4	74,8	74,2	73,6	77,5	76,8	75,4	75,8	-0,4
3000	74,9	73,9	74,2	73,7	76,6	77,1	75,1	75,6	-0,5

Tabella F-3: Risultati della misura del campo elettrico emesso dalla biconica compatta nella gamma da 3000 a 6000 MHz, alla distanza di 3 m, in camera anecoica.

f [MHz]	CAMPO ELETTRICO [dB(μ V/m)]						ΔE [dB]
	#3		#4		E_{MIS}^{FAR}	E_{SIM}^{FAR}	
	PV	PO	PV	PO			
3050	74,6	74,9	77,4	77,6	76,1	76,0	0,1
3100	74,2	74,3	76,7	76,7	75,5	75,7	-0,3
3150	73,1	73,2	75,9	76,7	74,7	75,2	-0,4
3200	72,4	72,4	74,8	74,5	73,5	74,4	-0,9
3250	70,1	70,5	73,4	73,3	71,8	73,3	-1,5
3300	68,5	69,2	71,9	72,1	70,4	72,8	-2,4
3350	68,3	69,3	71,6	72,3	70,4	72,3	-1,9
3400	68,9	69,5	71,6	71,6	70,4	72,1	-1,7
3450	68,4	68,9	70,8	72,1	70,0	71,6	-1,5
3500	66,9	67,5	70,8	71,0	69,0	70,7	-1,6
3550	66,9	66,7	69,9	69,0	68,1	69,7	-1,6
3600	67,0	66,6	67,7	68,0	67,3	68,9	-1,5
3650	66,3	65,7	68,8	67,7	67,1	68,3	-1,1
3700	64,9	64,9	68,3	67,4	66,4	67,3	-0,9
3750	65,3	65,0	65,7	66,6	65,6	66,7	-1,0
3800	63,9	64,4	65,8	65,6	64,9	65,3	-0,4
3850	64,1	64,1	65,9	65,7	65,0	64,9	0,1
3900	62,5	63,2	65,4	66,1	64,3	64,6	-0,3
3950	63,2	63,2	65,7	65,2	64,3	64,3	0,0
4000	64,1	63,6	65,8	64,6	64,5	64,1	0,4
4050	62,9	63,0	64,7	65,1	63,9	63,4	0,6
4100	62,8	62,3	66,1	65,5	64,1	63,2	0,9
4150	62,9	62,5	66,0	65,0	64,1	63,2	1,0
4200	63,6	63,3	65,9	65,5	64,6	63,3	1,3
4250	63,3	63,8	65,7	65,6	64,6	63,3	1,3
4300	63,1	63,1	65,9	65,5	64,4	63,1	1,3
4350	62,4	63,1	65,4	65,4	64,1	62,9	1,2
4400	62,7	62,8	64,3	64,4	63,5	62,6	0,9
4450	62,6	63,1	63,9	63,8	63,4	62,6	0,8
4500	61,5	61,6	64,0	63,4	62,6	62,1	0,5
4550	60,3	61,4	63,7	64,0	62,3	61,7	0,6
4600	60,8	61,2	62,4	63,4	62,0	61,4	0,6
4650	60,8	61,5	62,1	62,3	61,7	61,4	0,2
4700	60,3	60,8	61,8	62,5	61,3	61,1	0,3
4750	58,9	59,0	61,5	61,4	60,2	61,3	-1,1
4800	60,4	61,2	61,7	62,7	61,5	61,3	0,2
4850	60,7	61,9	61,1	60,9	61,1	61,0	0,1
4900	60,6	61,2	60,6	60,9	60,8	60,8	0,0
4950	59,2	59,9	59,8	61,1	60,0	60,2	-0,2
5000	58,2	59,1	60,6	60,7	59,7	60,2	-0,6

(segue Tabella F-3)

f [MHz]	CAMPO ELETTRICO [dB(μ V/m)]						ΔE [dB]
	#3		#4		E_{MIS}^{FAR}	E_{SIM}^{FAR}	
	PV	PO	PV	PO			
5050	57,5	58,8	59,0	59,4	58,7	59,5	-0,9
5100	56,8	58,1	58,2	59,7	58,2	59,2	-1,1
5150	55,7	57,5	58,3	59,5	57,8	58,6	-0,8
5200	55,9	57,3	58,2	58,4	57,5	58,8	-1,3
5250	55,9	57,1	58,2	58,6	57,5	58,8	-1,3
5300	55,6	56,7	58,1	58,0	57,1	58,5	-1,4
5350	55,8	55,9	58,2	57,8	56,9	58,4	-1,5
5400	55,4	55,5	57,9	57,8	56,7	58,1	-1,4
5450	55,4	55,2	58,2	57,6	56,6	58,3	-1,7
5500	54,7	54,8	58,4	57,6	56,4	57,8	-1,4
5550	55,0	54,9	57,2	57,6	56,2	57,7	-1,6
5600	54,4	54,7	57,0	57,2	55,8	57,3	-1,5
5650	54,2	55,1	57,7	57,7	56,2	57,4	-1,2
5700	53,8	54,5	57,2	57,1	55,6	57,0	-1,3
5750	53,8	54,4	56,4	56,6	55,3	56,7	-1,4
5800	53,7	54,1	56,8	56,0	55,2	56,6	-1,4
5850	53,7	53,8	56,1	55,9	54,9	56,4	-1,5
5900	54,2	53,8	56,6	55,6	55,0	56,4	-1,4
5950	54,4	54,2	56,6	55,3	55,1	56,3	-1,2
6000	54,7	54,6	57,1	56,5	55,7	56,6	-0,9

G. Ponte RF 10 kHz - 50 MHz

Il ponte RF (vedi Fig. G-1), qui brevemente descritto, è stato auto-costruito per la misura del modulo del coefficiente di riflessione di uscita dei generatori di pettine relativi al campione itinerante per emissioni condotte nella banda 9 kHz - 30 MHz.

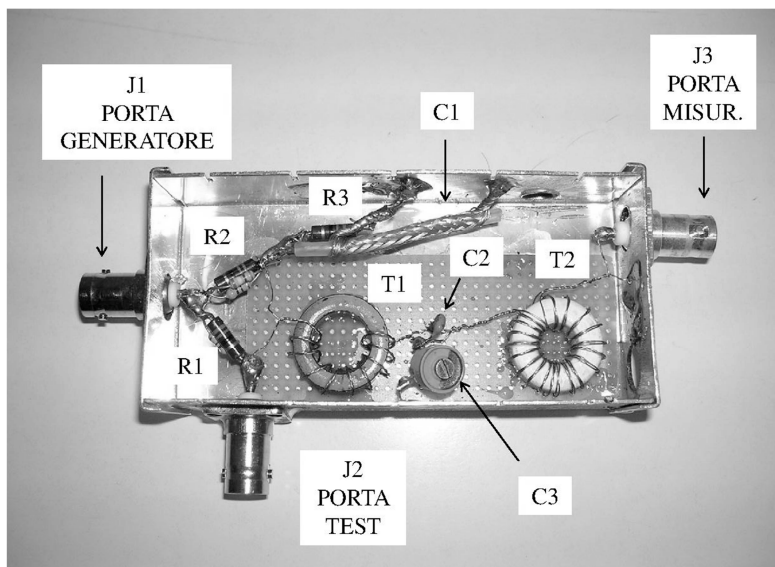


Fig. G-1: Vista interna del ponte RF auto-costruito.

Lo schema elettrico del ponte è riportato in Fig. G-2. Le resistenze R1, R2, R3 che formano i lati del ponte, sono state selezionate ed aggiustate in valore, con l'aggiunta di altri opportuni resistori in parallelo a seconda del bisogno, in modo da raggiungere un valore di $50\ \Omega \pm 1\%$, misurati tramite l'uso del multimetro HP 34401 A³⁵. I trasformatori T1 (balun longitudinale) e T2 (balun trasversale) insieme al misuratore (analizzatore di spettro) collegato al connettore J3, realizzano il misuratore differenziale che opera sulla diagonale del ponte per la misura dello sbilanciamento.

³⁵ Le specifiche dello strumento danno un'incertezza di misura di circa $\pm 0,1\%$ sulla portata di $100\ \Omega$.

Il balun T1 opera alle alte frequenze, il balun T2 invece a bassa frequenza, a partire da circa 10 kHz. Il nucleo magnetico utilizzato per T1 è prodotto dalla Fair-Rite, materiale 43 (giallo), codice 59000601, $A_L = 500 \text{ nH/N}^2$. Per T2 è stato utilizzato un nucleo Ferroxcube, tipo TN20/10/7-3E25, $A_L = 5340 \text{ nH/N}^2$. Gli avvolgimenti di entrambi i baluns sono stati realizzati con filo di rame smaltato intrecciato per ridurre l'induttanza dispersa degli avvolgimenti (vedi Fig. G-1). Su T1 sono state avvolte 10+10 spire, realizzando un'induttanza di circa $50 \mu\text{H}$ ad avvolgimento. Sul trasformatore T2, sono state avvolte 21+21 spire che danno luogo a circa 2,4 mH di induttanza per avvolgimento.

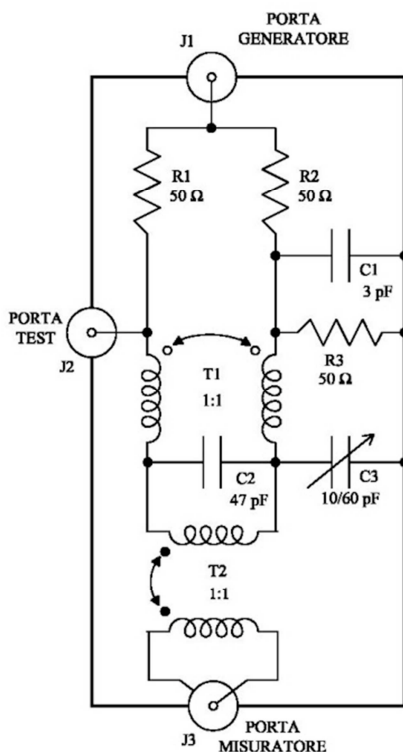


Fig. G-2: Schema elettrico ponte RF auto-costruito.

I condensatori C2 e C3 sono stati inseriti per ottimizzare il funzionamento del ponte RF in bassa frequenza, cioè per ridurre al minimo possibile lo sbilanciamento del ponte. Allo stesso modo, il condensatore C1, realizzato con un tronchetto di cavo coassiale RG58 di circa 3 cm (≈ 3 pF), è servito per bilanciare il ponte in alta frequenza. In questo modo si è ottenuto un andamento della direttività D , come raffigurato in Fig. G-3, migliore di -45 dB da circa 10 kHz fino a circa 60 MHz.

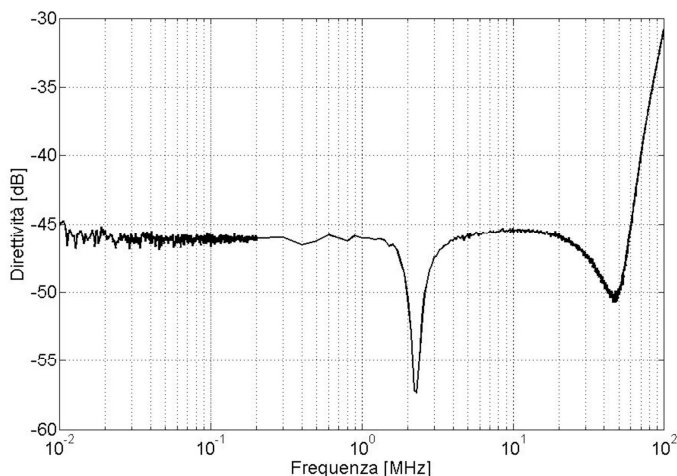


Fig. G-3: Andamento della direttività del ponte RF auto-costruito.

Il modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{TEST}|$, misurato alla porta TEST (J2, vedi Fig. G-1 e Fig. G-2) è risultato essere migliore di -30 dB fino a 30 MHz e migliore di -20 dB fino a 50 MHz, misurato con ponte RF SWR BRIDGE 50 Ω ZBR2³⁶.

L'errore relativo e_Γ , espresso in dB, della misura del modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{DUT}|$ commesso da un ponte RF, fissata una

³⁶ Incertezza di misura dichiarata dal costruttore ± 1 dB. Dati ricavati da "Manual Service SWR BRIDGE ZRB2 (50 Ω) 373.9017.52", Rohde&Schwarz.

certa direttività D ed un valore modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma_{TEST}|$, secondo [46], è dato dalla relazione (16.1).

$$e_{\Gamma} \approx \frac{|\Gamma_{DUT}| \pm \left(D + |\Gamma_{TEST}| |\Gamma_{DUT}|^2 \right)}{|\Gamma_{DUT}|} \quad (16.1)$$

In questo caso, fissata una direttività $D = -45 \text{ dB}$ e $|\Gamma_{TEST}| = -30 \text{ dB}$, l'andamento dell'errore relativo e_{Γ} è riportato in Fig. G-4.

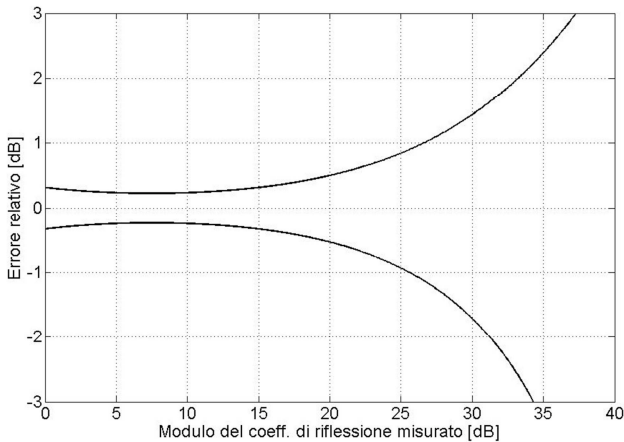


Fig. G-4: Errore relativo sulla misura del modulo del coefficiente di riflessione eseguita con un ponte RF avente una direttività $D = -45 \text{ dB}$ e $|\Gamma_{TEST}| = -30 \text{ dB}$.

Per misurare il modulo del coefficiente di riflessione di un generatore attivo è possibile utilizzare la procedura, indicata nel §10 del manuale del generatore Rohde&Schwarz tipo SLM01 [47], per la misura del rapporto di onda stazionaria in uscita ad un generatore. In riferimento alla Fig. G-4, si procede nel seguente modo:

- Si imposta il misuratore (analizzatore di spettro):
 - Frequenza centrale = frequenza di test.
 - Span = 0 Hz.
 - Banda di risoluzione e banda video = 10 kHz.

- Scala lineare
- Sweep time = 30 ms
- Si imposta il generatore ausiliario G_{AUX} .
 - Frequenza = frequenza di test - 100 Hz
 - Uscita OFF.
- Misura:
 - Accendere il generatore sotto test G_{DUT} .
 - Regolare il valore del livello di riferimento dell'analizzatore di spettro in modo che la linea visualizzata sia al centro dello schermo.
 - Scollegare il generatore sotto test G_{DUT} dal ponte RF.
 - Attivare il generatore ausiliario G_{DUT} . Regolare la potenza di uscita in modo che la linea visualizzata sull'analizzatore di spettro si riporti al centro (fase di normalizzazione).
 - Ricollegare il generatore sotto test G_{DUT} dal ponte RF mantenuto acceso.
 - Fare il rapporto fra il valore massimo ed il valore minimo della figura di battimento che viene visualizzata sul monitor dell'analizzatore di spettro. Il risultato ottenuto rappresenta il rapporto di onda stazionaria in uscita al generatore sotto test.

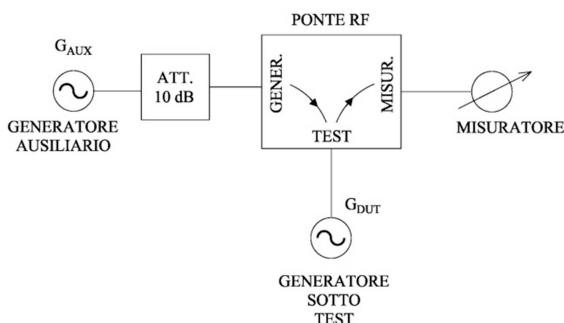


Fig. G-5: Schema di misura per il rilievo del rapporto di onda stazionaria di uscita di un generatore

pagina bianca

H. Calcolo del valore della tensione di disturbo

Con riferimento al §7.5, in particolar modo alle equazioni (7.20) e (7.21), per semplicità di scrittura riuniamo le onde di potenza, relative agli ingressi ed alle uscite di ogni sotto-sistema di Fig. 7.5-1, in vettori onde di potenza come schematizzato in Fig. H-1 e qui sotto definiti.

Quindi, per la rete di accoppiamento si definisce:

$$A_2 = \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (17.1)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (17.2)$$

Allora, riscrivendo la relazione costitutiva della matrice di diffusione \overline{X} (7.20), tramite le (17.1) e (17.2) si ottiene:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} b_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11} & \overline{X_{12}} \\ \overline{X_{21}} & \overline{X_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \overline{\overline{X}} \begin{bmatrix} a_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17.3)$$

con:

$$\overline{\overline{X_{12}}} = \begin{bmatrix} X_{12} & X_{13} \end{bmatrix} \quad (17.4)$$

$$\overline{\overline{X_{21}}} = \begin{bmatrix} X_{21} \\ X_{31} \end{bmatrix} \quad (17.5)$$

$$\overline{\overline{X_{22}}} = \begin{bmatrix} X_{22} & X_{23} \\ X_{32} & X_{33} \end{bmatrix} \quad (17.6)$$

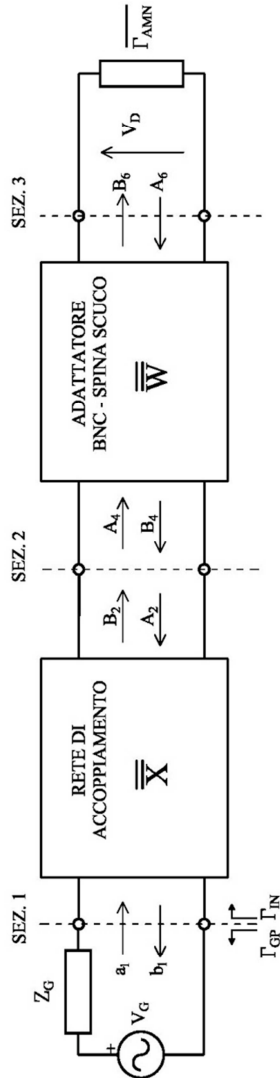


Fig. H-1: Circuito equivalente compattato del campione itinerante.

$$\overline{\overline{X}} = \begin{bmatrix} X_{11} & \overline{\overline{X}}_{12} \\ \overline{\overline{X}}_{21} & \overline{\overline{X}}_{22} \end{bmatrix} \quad (17.7)$$

La nuova matrice $\overline{\overline{X}}$ è sempre la matrice di diffusione della rete di accoppiamento, ma è stata riscritta tramite le sue sotto-matrici X_{11} , $\overline{\overline{X}}_{12}$, $\overline{\overline{X}}_{21}$ e $\overline{\overline{X}}_{22}$ definite rispettivamente dalle relazioni (17.4), (17.5) e (17.6).

In modo analogo, si procede a compattare l'espressione dei parametri di diffusione relativi alla matrice \overline{W} della rete di adattamento BNC – spina schuco:

$$A_4 = \begin{bmatrix} a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} \quad (17.8)$$

$$B_4 = \begin{bmatrix} b_4 \\ b_5 \end{bmatrix} \quad (17.9)$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} a_6 \\ a_7 \end{bmatrix} \quad (17.10)$$

$$B_6 = \begin{bmatrix} b_6 \\ b_7 \end{bmatrix} \quad (17.11)$$

Riscrivendo l'eq. (7.21), di definizione della matrice di diffusione, tramite le relazioni (17.8), (17.9), (17.10) e (17.11) si ha:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & W_{13} & W_{14} \\ W_{21} & W_{22} & W_{23} & W_{24} \\ W_{31} & W_{32} & W_{33} & W_{34} \\ W_{41} & W_{42} & W_{43} & W_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} B_4 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{\overline{W}}_{11} & \overline{\overline{W}}_{12} \\ \overline{\overline{W}}_{21} & \overline{\overline{W}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_4 \\ A_6 \end{bmatrix} = \overline{\overline{W}} \begin{bmatrix} A_4 \\ A_6 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17.12)$$

con:

$$\overline{\overline{W}}_{11} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \quad (17.13)$$

$$\overline{\overline{W}}_{12} = \begin{bmatrix} W_{13} & W_{14} \\ W_{23} & W_{24} \end{bmatrix} \quad (17.14)$$

$$\overline{\overline{W}}_{21} = \begin{bmatrix} W_{31} & W_{32} \\ W_{41} & W_{42} \end{bmatrix} \quad (17.15)$$

$$\overline{\overline{W}}_{22} = \begin{bmatrix} W_{33} & W_{34} \\ W_{43} & W_{44} \end{bmatrix} \quad (17.16)$$

che rappresentano le sottomatrici di \overline{W} .

Si definisce con Γ_{AMN} il coefficiente di riflessione dell'impedenza della AMN:

$$\Gamma_{AMN} = \frac{Z_{AMN} - R_0}{Z_{AMN} + R_0} \quad (17.17)$$

e con $\overline{\Gamma_{AMN}}$ la sua corrispondente matrice di diffusione:

$$\overline{\Gamma_{AMN}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{AMN} & 0 \\ 0 & \Gamma_{AMN} \end{bmatrix} \quad (17.18)$$

Il campione itinerante di disturbo ha due canali contemporaneamente attivi, indichiamo con V_{D1} e V_{D2} le rispettive tensioni di rumore ai capi della AMN.

Tali tensioni possono essere espresse tramite le corrispondenti onde di potenza nel seguente modo, utilizzando le relazioni (17.10) e (17.11):

$$V_D = \begin{bmatrix} V_{D1} \\ V_{D2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_6 + b_6 \\ a_7 + b_7 \end{bmatrix} \sqrt{R_0} = (A_6 + B_6) \sqrt{R_0} \quad (17.19)$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} a_6 \\ a_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{AMN} & 0 \\ 0 & \Gamma_{AMN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_6 \\ b_7 \end{bmatrix} = \overline{\Gamma_{AMN}} \begin{bmatrix} b_6 \\ b_7 \end{bmatrix} = \overline{\Gamma_{AMN}} B_6 \quad (17.20)$$

Sostituendo la (17.20) nella (17.19), il vettore delle tensioni V_D può essere riscritto come:

$$V_D = (\overline{\Gamma_{AMN}} + I) \sqrt{R_0} B_6 \quad (17.21)$$

Dove con I è indicata la matrice identità.

Il vettore delle onde di potenze incidenti B_6 sulla AMN, può essere espresso tramite il tramite l'onda di potenza a_1 incidente sulla porta J1 dell'accoppiatore, proveniente dal generatore di pettine (vedi Fig. H-1).

Infatti, dalla eq. (17.12) si ha:

$$B_4 = \overline{\overline{W}}_{11} A_4 + \overline{\overline{W}}_{12} A_6 \quad (17.22)$$

$$B_6 = \overline{\overline{W}}_{21} A_4 + \overline{\overline{W}}_{22} A_6 \quad (17.23)$$

Sostituendo l'eq. (17.20) nella (17.23) e ricavando B_6 si ottiene:

$$B_6 = \left(I - \overline{\overline{W}}_{22} \overline{\Gamma_{AMN}} \right)^{-1} \overline{\overline{W}}_{21} A_4 = \left(I - \overline{\overline{W}}_{22} \overline{\Gamma_{AMN}} \right)^{-1} \overline{Y_{21}} B_2 \quad (17.24)$$

Sostituendo l'eq. (17.20) e l'eq. (17.24) nella (17.22) e ricavando B_4 si ottiene:

$$B_4 = \left[\overline{\overline{W}}_{11} + \overline{\overline{W}}_{12} \overline{\Gamma_{AMN}} \left(I - \overline{\overline{W}}_{22} \overline{\Gamma_{AMN}} \right)^{-1} \overline{\overline{W}}_{21} \right] A_4 = \overline{L} A_4 \quad (17.25)$$

dove con \overline{L} viene indicato:

$$\overline{\overline{L}} = \overline{\overline{W}}_{11} + \overline{\overline{W}}_{12} \overline{\overline{\Gamma}}_{AMN} \left(I - \overline{\overline{W}}_{22} \overline{\overline{\Gamma}}_{AMN} \right)^{-1} \overline{\overline{W}}_{21} \quad (17.26)$$

Ma il vettore delle onde di potenza $A_4 \equiv B_2$ e il vettore delle onde di potenza $A_2 \equiv B_4$ (vedi Fig. H-1), allora la (17.25) può essere riscritta come:

$$A_2 = \overline{\overline{L}} B_2 \quad (17.27)$$

Dalla relazione (17.3) si ottiene:

$$b_1 = X_{11} a_1 + \overline{\overline{X}}_{12} A_2 \quad (17.28)$$

e

$$B_2 = \overline{\overline{X}}_{21} a_1 + \overline{\overline{X}}_{22} A_2 \quad (17.29)$$

Sostituendo la (17.27) nella (17.29) si ricava B_2 :

$$B_2 = \left(I - \overline{\overline{X}}_{21} \overline{\overline{L}} \right)^{-1} \overline{\overline{X}}_{21} a_1 \quad (17.30)$$

Dalla eq. (17.21) utilizzando le relazioni (17.24) e (17.30) si esprime il vettore delle tensioni di disturbo V_D , in funzione dell'onda di potenza a_1 , come:

$$V_D = \left(\overline{\overline{\Gamma}}_{AMN} + I \right) \sqrt{R_0} \left(I - \overline{\overline{Y}}_{22} \overline{\overline{\Gamma}}_{AMN} \right)^{-1} \overline{\overline{Y}}_{21} \left(I - \overline{\overline{X}}_{21} \overline{\overline{L}} \right)^{-1} \overline{\overline{X}}_{21} a_1 \quad (17.31)$$

L'onda incidente a_1 proveniente dal generatore di pettine (schematizzato da V_G e Z_G) è espressa da:

$$a_1 = \frac{V_G}{2\sqrt{R_0}} \frac{(1 - \Gamma_{GP})}{(1 - \Gamma_{IN} \Gamma_{GP})} \quad (17.32)$$

dove Γ_{GP} è il coefficiente di riflessione del generatore:

$$\Gamma_{GP} = \frac{Z_G - R_0}{Z_G + R_0} \quad (17.33)$$

e Γ_{IN} è il coefficiente di riflessione in ingresso alla rete di accoppiamento, espresso da:

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = X_{11} + \overline{\overline{X_{12}L}} \left(I - \overline{\overline{X_{12}L}} \right)^{-1} \overline{\overline{X_{21}}} \quad (17.34)$$

ricavato dalle relazioni (17.28), (17.27) e (17.30).

In fine, sostituendo la (17.32) nella (17.31), il vettore delle tensioni di disturbo V_D è espresso dalla relazione:

$$V_D = \frac{V_G}{2} \left(\overline{\overline{\Gamma_{AMN}}} + I \right) \left(I - \overline{\overline{Y_{22}\Gamma_{AMN}}} \right)^{-1} \overline{\overline{Y_{21}}} \left(I - \overline{\overline{X_{21}L}} \right)^{-1} \overline{\overline{X_{21}}} \frac{(1 - \Gamma_{GP})}{(1 - \Gamma_{IN}\Gamma_{GP})} \quad (17.35)$$

Il vettore $\|V_D\|$ ³⁷ delle ampiezze $|V_{D1}|$ e $|V_{D2}|$ come, definito secondo la relazione (7.23), si ottiene dalla (17.35):

$$\|V_D\| = \left\| \left(\overline{\overline{\Gamma_{AMN}}} + I \right) \left(I - \overline{\overline{Y_{22}\Gamma_{AMN}}} \right)^{-1} \overline{\overline{Y_{21}}} \left(I - \overline{\overline{X_{21}L}} \right)^{-1} \overline{\overline{X_{21}}} \right\| \frac{|V_G|}{2} \frac{|1 - \Gamma_{GP}|}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_{GP}|} \quad (17.20)$$

³⁷ L'operatore $\|\bullet\|$ estrae il modulo di ogni componente del vettore su cui opera.

pagina bianca

10. Ringraziamenti

Desidero ringraziare tutti coloro che mi hanno aiutato in questo lavoro con suggerimenti, critiche ed osservazioni: a loro va la mia più ampia gratitudine.

Ringrazio anzitutto l'Ing. Carlo Carobbi per il suo supporto, per la sua competenza e la sua sapiente guida, che mi ha accompagnato in questo lavoro.

Ringrazio il sig. Ismano Semboloni, amico e valido meccanico, che ha realizzato con maestria, ed a titolo gratuito, le parti meccaniche dei campioni itineranti da noi progettati e costruiti.

Ringrazio l'Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica di Torino, in particolar modo il gruppo della sezione Campi Elettromagnetici e Sistemi di Potenza, per il loro supporto e per aver eseguito le tarature dei componenti elettrici dei campioni itineranti da noi realizzati.

Ringrazio amici e colleghi che hanno speso parte del loro tempo per leggere e discutere di questo lavoro.

Vorrei infine ringraziare le persone a me più care e a cui è dedicato questo lavoro: la mia compagna Barbara, il nostro figlio Giorgio, il suo fratellino Dario in imminente arrivo, ed i miei genitori.

pagina bianca

11. Bibliografia

- [1] *Requisiti generali per la competenza dei laboratori di prova e taratura*, ISO/IEC 17025:2005.
- [2] *Conformity Assessment—General Requirements for Proficiency Testing, First edition*, ISO/IEC 17043:2010.
- [3] L. Kolb, «Statistical comparison of site-to-site measurement reproducibility,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Santa Clara, CA, USA, Aug. 19 - 23, 1996, pp. 241–244.
- [4] K. Hall, D. Pommerenke e L. Kolb, «Comparison of site - to - site measurement reproducibility using UK National Physical Laboratory and Austrian Research Center test sites as a reference,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Washington, DC, USA, Aug. 21–25, 2000, vol. 2, pp. 939–943.
- [5] A. Crumm e K. Hall, «An update on comparison of site-to-site measurement reproducibility using HP site reference source,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Minneapolis, MN, USA, Aug. 19–23, 2002, vol. 1, pp. 35–38.
- [6] W. B. Halaberda e J. H. Rivers, «Measurement comparison of radiate test facilities,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Anaheim, CA, USA, Aug. 17–21, 1992, pp. 401–406.
- [7] J. J. Goedbloed e P. A. Beekman, «Uncertainty Analysis of the CISPR/A radiated emission round-robin test results,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 46, n. 2, p. 246–262, 2004.
- [8] *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods - Part 4-1: Uncertainties, Statistics and Limit Modelling - Uncertainties in Standardized EMC Tests, CISPR/TR 16-4-1*, 2009.
- [9] . T. W. Kang, Y. C. Chung, . S. H. Won e . H. T. Kim, «Interlaboratory comparison of radiated emission measurements using a spherical dipole radiator,» *IEEE Proc. Sci. Meas. Technol.*, vol. 148, n. 1, p. 35–40, Jan. 2001.
- [10] T. W. Kang e H. T. Kim, «“Reproducibility and uncertainty in radiated emission measurements at open area test sites and in semianechoic chambers using a spherical dipole radiator,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, n. 4, p. 677–685, 2001.
- [11] C. F. M. Carobbi, M. Cati e C. Panconi, «Reproducibility of radiated emissions measurements in compact, fully - anechoic, rooms - The contribution of the site-to-site variations,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, n. 3, p. 574–582, Aug. 2009.
- [12] . C. F. M. Carobbi, M. Cati e C. Panconi, «Generation and measurement of a reference field for round-robin comparison purposes,» in *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Detroit, MI, USA, Aug. 18–22, 2008.
- [13] K. Osabe, R. Watanabe, A. Maeda e M. Yamaguchi, «Interlaboratory comparison result as the proficiency testing program of EMI test sites in Japan,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Honolulu, HI, USA, Jul. 14–19, 2007, pp. 1–6.
- [14] K. Osabe e T. Kato, «Estimation of standards compliance uncertainty for radiated emission measurement in the PT program,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Long Beach, CA, USA, Aug. 14–19, 2011, pp. 994–998.

- [15] K. Osabe, A. Maeda e J. Kawano, «A statistical approach to evaluating alternative test methods — Method of measurement of conducted disturbance voltage,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Detroit, MI, USA, Aug. 18–22, 2008, pp. 1–5.
- [16] K. Osabe e T. Kato, «Consideration of data evaluation criteria for radiated emission test in the PT program,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Rome, Italy, Sep. 17–21, 2012, pp. 1–4.
- [17] K. Osabe e T. Kato, «Proposal for evaluation method of proficiency test results on EMI measurement,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Denver, CO, USA, Aug. 5–9, 2013, pp. 138–143.
- [18] . M. S. Lin e G. F. Huang, «Evaluation for test competence of EMC laboratories,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Denver, CO, USA, Aug. 24–28, 1998, vol. 2, pp. 724–728.
- [19] B. S. Rao e K. Varadan, «EMI proficiency testing program—conducted emission measurement,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, vol. 3, Santa Clara, CA, USA, Aug. 9–13, 2004, pp. 925–930.
- [20] «Automotive EMC Laboratory Recognition Program (AEMCLRP),» 27 Jan. 2006. [Online]. Available: http://forums.sae.org/access/dispatch.cgi/tevemc_pf/showFile/100033/d20060127171523/Yes/AEMCLRP-Rev4_2006-01-27.pdf.
- [21] «The New OEM EMC recognition process for lab recognition,» 25 Sept 2011. [Online]. Available: http://forums.sae.org/access/dispatch.cgi/tevemc_pf/showFile/100049/d20120822174601/Yes/20110925+New+Process+for+OEM+EMC+Lab+Recognition.pdf.
- [22] J. V. Guimaraes, M. H. C. Dias e J. C. A. D. Santos, «Proficiency testing of electromagnetic compatibility (EMC) labs in Brazil by measurement comparisons,» *Meas. Sci. Technol.*, vol. 20, p. 1–9, 2009.
- [23] *Statistical Methods for Use in Proficiency Testing by Interlaboratory Comparison*, ISO 13528:2005.
- [24] T. Wu, Q. Shen, B. Lin e H. Yin, «Proficiency testing of radiated emission testing laboratory in China,» in *Proc. Prog. Electromagn. Res. Symp.*, Moscow, Russia, Aug. 19–23, 2012, pp. 569–572.
- [25] *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods—Part 2-3: Methods of Measurement of Disturbances and Immunity—Radiated Disturbance Measurements*, CISPR 16-2-3:2006.
- [26] *IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations*, New York: IEEE Electromagnetic Compatibility Society, 2008.
- [27] *Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità. Parte 1-2: Apparati di misura del radiodisturbo e dell'immunità - Apparecchi associati - Disturbi condotti*, CEI EN 55016-1-2/A2:2007.
- [28] . I. Harris e F. Warner, «Re-examination of mismatch uncertainty when measuring microwave power and attenuation,» *IEEE, Microwaves, Optics and Antennas, IEE Proceedings H*, vol. 128, n. 1, pp. 35 - 41, February 1981.
- [29] *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-6: General – Guide to the assessment of measurement uncertainty*, IEC/TR 61000-1-6, 2012-07.
- [30] *Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità - Parte 4-2: Incertezza, statistica, modellazione dei limiti - Incertezza*

- nelle misure EMC, CEI EN 55016-4-2:2012.
- [31] *Guida all'espressione dell'incertezza di misura*, CEI UNI ENV 13005:2005.
 - [32] C. F. M. Carobbi, M. Cati, C. Panconi e E. Boni, «Generatori Impulsivi per Confronti Interlaboratorio in Ambito EMC,» in *XXVI Congresso Nazionale Gruppo Misure Elettriche ed Elettroniche*, Salerno, 16-19 Set. 2009, pp. 323-330.
 - [33] M. J. Alexander, «European intercomparison of antenna factors in the frequency range 30 MHz to 1 GHz,» *IEE Proc. Sci. Meas. Technol.*, vol. 143, n. 4, pp. 229-240, July 1996.
 - [34] C. F. M. Carobbi, M. Cati e C. Panconi, «Note on the expected value and standard deviation of the mismatch correction,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 53, n. 4, p. 1098–1099, Nov. 2011.
 - [35] *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods—Part 1-1: Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus—Measuring Apparatus*, CISPR 16-1-1:2010.
 - [36] *Apparecchi per la tecnologia dell'informazione - Caratteristiche di radiodisturbo - Limiti e metodi di misura*, CEI EN 55022, 2009-01.
 - [37] A. Hippel, *Dielectric Materials ad Applications*, Arthur von Hippel, 1995.
 - [38] C. F. M. Carobbi e L. M. Millanta, «Analysis of the Common-Mode Rejection in the Measurement and Generation of Magnetic Fields Using Loop Probes,» *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 53, n. 2, pp. 514-523, 2004.
 - [39] C. Carobbi, L. Millanta e L. Chiosi, «The High-Frequency Behavior of the Shield in the Magnetic-Field Probes,» in *Proc. 2000 IEEE Intern. Symp. on EMC*, pp. 35-40, Washington DC, August 21-25, 2000.
 - [40] S. A. Schelkunoff e H. T. Friis, *Antennas theory and practice*, New York: John Wiley & Sons, 1952.
 - [41] *Step Recovery Diode Frequency Multiplier Design*, Palo Alto, CA, U.S.A.: Hewlett & Packard, AN-913, .
 - [42] *Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità – Parte 1-4: Apparati di misura del radiodisturbo e dell'immunità – Apparecchi associati – Disturbi irradiati*, CEI EN 55016-1-4:2009.
 - [43] *Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità Parte 2-1: Metodi di misura dei disturbi e dell'immunità - Misure dei disturbi condotti*, CEI EN 55016-2-1:2011.
 - [44] J. R. Taylor, *An Introduction to Error Analysis*, Sausalito, CA: University Science Books, 1997.
 - [45] Abramowitz, M. Abramowitz e I. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, New York: M. Abramowitz and I. Stegun, 1972.
 - [46] M. Hiebel, *Fundamentals of Vector Network Analysis*, Rohde-Schwarz, ISBN: 978-3-939837-06-0.
 - [47] *Operating Manual Signal Generator R&S SML*, R&S, Test and Measurement Division.
 - [48] S. Baisakhiya, A. Albin e B. Subbarao, «Interlaboratory comparison of radiated emission measurements,» in *Proc. 10th Int. Conf. Electromagn. Interference Compat.*, Bangalore India, Nov. 26–27, 2008, pp. 283–285.
 - [49] C. F. M. Carobbi, A. Bonci, M. Cati, C. Panconi, M. Borsero e G. Vizio, «Validation of far-field numerical predictions through near-field measurements,» in

Proc. Int. Conf. Electromagn. Adv. Appl., Torino, Italy, Sep. 9–13, 2013, pp. 551–554.

- [50] P. J. Huber e E. M. Ronchetti, *Robust Statistics*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2009.
- [51] *Vocabolario Internazionale di Metrologia - Concetti fondamentali e generali e termini correlati (VIM)*, CEI UNI 70099, 2010-04.
- [52] «Information on the proficiency test programme in EMC provided by the Voluntary EMC Laboratory Accreditation Center (VLAC),» [Online]. Available: <http://www.vlac.co.jp/english/index.html>.
- [53] C. F. M. Carobbi, M. Cati, C. Panconi e E. Boni, «Generatori Impulsivi per Confronti Interlaboratorio in Ambito EMC,» in *XXVI Congresso Nazionale Gruppo Misure Elettriche ed Elettroniche*, Salerno, 16-19 Set. 2009, pp. 323-330.
- [54] *IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations*, IEEE Std 1597.1, 2008.
- [55] *Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità - Parte 2-1: Metodi di misura dei disturbi e dell'immunità - Misure dei disturbi condotti*, CEI EN 55016-2-1/A1:2013.
- [56] M. Hiebel, *Fundamentals of Vector Network Analysis*, Rohde-Schwarz.